LEHRBRIEFE FÜR DAS HOCHSCHULFERNSTUDIUM
Herausgegeben
von der Zentralstelle für das Hochschulfernstudium
des Ministeriums für Hoch- und Fachschulwesen

ELEKTRONISCHE SCHALTUNGEN

4. LEHRBRIEF · Unveränderter Nachdruck

MEHRSTUFIGE VERSTÄRKER

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

9 492/4

ELEKTRONISCHE SCHALTUNGEN

4. Lehrbrief · Unveränderter Nachdruck 1977

Mehrstufige Verstärker

Verfaßt
von Dr.-Ing. habil. Walter N o w a k
Dozent an der Sektion Informationstechnik
der Technischen Universität Dresden

und Dr.-Ing. Jürgen N ä s e r
Oberassistent und Lehrbeauftragter
an der Sektion Informationstechnik
der Technischen Universität Dresden

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN · 1977

Das druckfertige Manuskript wurde an der Technischen Universität Dresden hergestellt.

VT-Bestell-Nr. 9 492/4 · Auflage 1.500 Expl. · Veröffentlicht unter Ag 628/130/77/DDR. · Verfaßt für die Zentralstelle für das Hochschulfernstudium Dresden · Herausgegeben im Auftrag des Ministeriums für Hoch- und Fachschulwesen der Deutschen Demokratischen Republik von der Zentralstelle für das Hochschulfernstudium Dresden · Verlag: VEB Verlag Technik Berlin · Im Offsetdruck hergestellt von dem VEB Kongreß- und Werbedruck Oberlungwitz (III-12-12)

INHALTSVERZEICHNIS

Seite

12. Mehrstufige Verstärker 3

12.1 Verstärkung, Frequenzgangkompensation 3

12.1.1 Verstärkung ohne Gegenkopplung, Minimalphasensysteme 3

12.1.2 Verstärkung v'mit Gegenkopplung 8

12.1.3 Frequenzgangkompensation 11

12.1.4 Einfluß der Anschaltstelle der Kompensationsglieder 17

12.1.5 Zusammenfassung zur Frequenzgang-kompensation 18

12.2 Impulsverhalten 19

12.2.1 Impulsverstärkung ohne Gegenkopplung 19

12.2.2 Impulsverstärkung mit Gegenkopplung 22

12.3 Driftverstärkung 23

12.4 Rauschen 26

12.4.1 Rauschende Vierpole 26

12.4.2 Rauschen von Transistorverstärkern 33

12.5 Kopplung der Verstärkerstufen 36

12.5.1 C-Kopplung und galvanische Kopplung 36

12.5.2 Pegelverschiebung von Gleichspannungs-signalen 37

12.6 Direkt gekoppelte NF-Verstärker 39

12.6.1 Realisierungsprinzipien 39

12.6.2 Ausführungsbeispiel 41

12.6.2.1 Unstabilisierter Verstärker 41

12.6.2.2 Arbeitspunktstabilisierung 43

12.6.2.3 Verstärkungsstabilisierung 47

Seite

12.7 Operationsverstärker 49

12.7.1 Allgemeine Bemerkungen 49

12.7.2 Die Schaltung des 1 UT 401 51

12.7.3 Die Schaltung des A 109 53

12.7.3.1 Die Konstantstromquelle der ersten DV-Stufe 53

12.7.3.2 Die zweite Stufe als Quasi-Differenzverstärker 55

12.7.3.3 Die Pegelverschiebung und die Ausgangsstufe mit pnp-Transistoren ... 58

12.7.3.4 Berechnung der Verstärkung 60

12. Mehrstufige Verstärker

Zur Erzielung hoher Gesamtverstärkungen werden mehrere Verstärkerstufen in Kette geschaltet, so daß sich die Gesamtverstärkung v als Produkt der Stufenverstärkungen ergibt.
In der Regel werden Gegenkopplungsschleifen über mehrere Stufen, oder wie z.B. beim Operationsverstärker, über den Gesamtverstärker angewendet.
Sowohl die Realisierbarkeit solcher Gegenkopplungsschleifen, als auch die Verstärkung der gegengekoppelten Schaltung werden durch den Frequenzgang des Gegenkopplungsvierpoles und den der Verstärkung ohne Gegenkopplung bestimmt. Wegen der meist vorkommenden, reellen, frequenzunabhängigen Gegenkopplungen werden insbesondere der Frequenzgang des nicht gegengekoppelten Verstärkers und seine Optimierung ausführlich behandelt.
Anschließend folgt eine Betrachtung der Verstärkung im Zeitbereich, die für das Verhalten und die Dimensionierung von Impulsverstärkern erforderlich ist.
Weiterhin werden die Driftverstärkung, das Rauschen sowie Probleme der Stufenkopplung behandelt.
Der Abschnitt schließt mit Ausführungsbeispielen für NF-Verstärker und Operationsverstärker.

12.1. Verstärkung, Frequenzgangkompensation

12.1.1. Verstärkung ohne Gegenkopplung, Minimalphasensysteme [180]

Für die Kettenschaltung der Verstärkerstufen 1,2, ... n mit den Stufenverstärkungen v_1, v_2, ...v_n gilt wegen $u_{e(\nu+1)} = u_{a\nu}$

$$v = \frac{u_{an}}{u_{e1}} = \frac{u_{a1}}{u_{e1}} \cdot \frac{u_{a2}}{u_{e2}} \cdots \frac{u_{an}}{u_{en}} = v_1 \, v_2 \cdots v_n \quad . \qquad (3/1)$$

Nach den Abschnitten 9.5, 9.6, 9.7 bzw. 9.9 des III.LB enthält jede Verstärkerstufe mindestens ein Tiefpaßglied (RC-Glied).
Für das ν-te Glied mit der Grenzfrequenz ω_ν gilt nach Abschnitt 9.2 des III.LB allgemein die Übertragungsfunktion

$$T_\nu^t(\omega) = \frac{1}{1 + j\omega/\omega_\nu} = \left|T_\nu^t(\omega)\right| e^{j\varphi_\nu} \quad . \qquad (3/2)$$

Der Betragsverlauf

$$|T_\nu^L(\omega)| = 1/\sqrt{1 + (\omega/\omega_\nu)^2} \qquad (4/1)$$

und der Phasenverlauf

$$\varphi_\nu = - \arctan \omega/\omega_\nu \qquad (4/2)$$

sind in Bild 5/1 des III. LB dargestellt.
Nach den Gleichungen (3/1) und (3/2) gilt für die Kettenschaltung mit

$$v_o^L = |v_o^L| \; e^{j\psi_o} = v(\omega \ll \omega_\nu) \quad , \qquad (4/3)$$

$$|v^L| = |v_o^L| |T_1^L| \cdot |T_2^L| \cdot \ldots \cdot |T_n^L| \quad , \qquad (4/4)$$

$$\ln|v^L| = \ln|v_o^L| + \ln|T_1^L| + \ln|T_2^L| + \ldots + \ln|T_n^L| \; , \qquad (4/5)$$

$$\varphi_V = \psi_o + \varphi_1 + \varphi_2 + \ldots + \varphi_n \qquad (4/6)$$

Die Grenzfrequenz des Gesamtverstärkers ist im wesentlichen durch die niedrigste der Grenzfrequenzen ω_ν gegeben.

Für den Fall, daß die betrachtete Kettenschaltung als Ganzes gegengekoppelt werden soll und k^L frequenzunabhängig und reell ist, erlangt die Gl. (4/6) Bedeutung.
Für $\omega \ll \omega_\nu$ sind alle $\varphi_\nu \approx 0$ und ψ_o wird so gewählt, daß die Schleifenverstärkung $(k^L \cdot v^L)$ negativ reell wird.
Für $\omega \geq \omega_\nu$ gehen aber die Phasenwinkel φ_ν zusätzlich in den Phasenwinkel von $(k^L \cdot v^L)$ ein.
Sind mehr als zwei Tiefpaßglieder vorhanden, so erreicht die Summe der φ_ν bei einer bestimmten Frequenz ω_π den Wert

$$\sum \varphi_\nu = \varphi = - 180^o$$

Damit hat sich die ursprüngliche Gegenkopplung in eine phasenreine Mitkopplung verwandelt, $(k^L \cdot v^L)$ ist positiv reell geworden. Ist bei dieser Frequenz $|k^L \cdot v^L| \geq 1$, dann tritt laut Gl. (4/2) des II. LB und Seite 27 des III. LB Selbsterregung ein.

Soll die gegengekoppelte Verstärkerkette stabil bleiben, darf daher die Schleifenverstärkung $|k^L \cdot v_o^L|$ einen bestimmten Wert nicht überschreiten.

Das soll am Beispiel von 2 Verstärkern mit je 3 Tiefpaßgliedern näher erläutert werden. Dabei wird sich zeigen, daß die Verteilung der Grenzfrequenzen ω_ν den maximal zulässigen Wert $|k^L v_o^L|$ und damit den Gegenkopplungsgrad g_o für Frequenzen $\omega \ll \omega_\pi$,

$$g_o = |1 - k^L v_o^L| = 1 + |k^L v_o| \qquad (5/1)$$

bestimmt.

Es sei bei den Verstärkern mit 3 Tiefpaßgliedern

im Fall a) $\omega_1 = \omega_2 = \omega_3$,

im Fall b) $\omega_1 = \omega_2 = 10^4 \omega_3$.

In Anlehnung an Bild 5/1 des III. LB sind in Bild 6/1 die BODE-Diagramme der Verstärker a und b dargestellt.

Im Fall a) fällt die Verstärkung ab ω_1 mit 60 dB/Dekade, im Fall b) bereits ab ω_3 mit 20 dB/Dekade und ab ω_1 dann ebenfalls mit 60 dB/Dekade.

Im Fall a) erfolgt die frequenzabhängige Zusatzphasendrehung von 0^o auf -270^o im Bereich von $0{,}1\,\omega_1 \ldots 10\,\omega_1$.

Im Fall b) erfolgt im Bereich von $0{,}1\,\omega_3 \ldots 10\,\omega_3$ die Drehung von 0^o bis -90^o und im Bereich von $0{,}1\,\omega_1 \ldots 10\,\omega_1$ die Drehung von -90^o bis -270^o.

Die Frequenz ω_π, bei der $\varphi = -\pi$ wird und mit welcher der Verstärker im Falle $|k^L v^L| \geq 1$ schwingen würde, liegt im Fall a) etwas über, im Fall b) bei ω_1 (siehe Bild 6/1).

Die Verstärkung bei der Frequenz ω_π sei v_π und der reziproke Verstärkungsabfall von v_o bis v_π sei

$$A = v_o / v_\pi \quad . \qquad (5/2)$$

Die Bedingung für Stabilität bei Gegenkopplung $|k^L v_\pi| < 1$ lautet mit Gl. (5/2)

$$|k^L v_o| < A \quad ,$$

bzw. für den Gegenkopplungsgrad

$$\boxed{g_o < A + 1} \quad . \qquad (5/3)$$

Der entscheidende Unterschied der beiden Verstärker ist die Größe des Verstärkungsabfalles A.

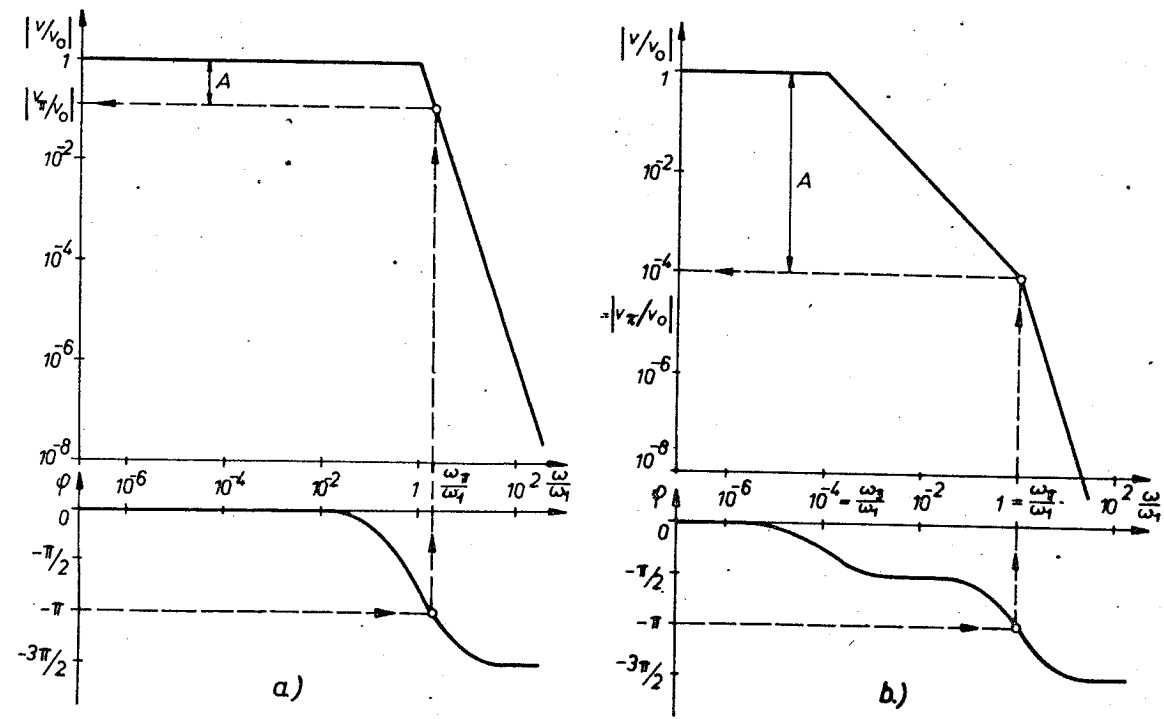


Bild 6/1 Amplituden- und Phasengang von zwei Verstärkern mit 3 Tiefpaßgliedern (Fall a) und b))

Im Fall a) erfolgt von v_o bis v_T ein Verstärkungsabfall von knapp einer, im Fall b) von vier Zehnerpotenzen.
Daher ist der Verstärker a nur mit einem Gegenkopplungsgrad g_o von etwa 10, der Verstärker b dagegen mit $g_o = 10^4$ gegenkoppelbar.

Durch die hinreichend starke Herabsetzung einer der Grenzfrequenzen gegenüber allen anderen, läßt sich also offenbar jeder gewünschte Gegenkopplungsgrad g_o realisieren.

Damit ist bereits ein wichtiger Weg der Frequenzgangkompensation gefunden, auf den im Abschnitt 12.1.3 noch näher eingegangen wird.

Es ergibt sich prinzipiell die Frage, ob die unerwünschte Phasendrehung, die letztlich zur Selbsterregung führen kann, nicht ohne Veränderung des Amplitudenganges kompensiert werden kann.
Das ist grundsätzlich nicht möglich, denn bei den Minimalphasensystemen sind Amplituden- und Phasengang durch die HILBERT-Transformation einander eindeutig zugeordnet.
Es gilt (G. Wunsch, Systemanalyse, Band 1)

$$\varphi(\omega_1) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\ln|v(\omega)|}{\omega - \omega_1} \, d\omega \, . \qquad (7/1)$$

φ ist nach Gl. (7/1) eine mit $(\omega - \omega_1)^{-1}$ bewertete Funktion des logarithmischen Verstärkungsverlaufes.
Auf Grund der einfachen Polstelle erfolgt die Bewertung insbesondere in der Nähe von $\omega = \omega_1$, und zwar gehen die $\ln|v|$-Werte oberhalb und unterhalb von ω_1 mit entgegengesetzten Vorzeichen jeweils gleich stark ein.
$\varphi(\omega_1)$ wird also durch den Anstieg der $\ln|v|$- Kurve bei und in der Nähe von $\omega = \omega_1$ bestimmt.

Für konstanten logarithmischen Amplitudenabfall
(c = Konstante)

$$v \sim \omega^{-c} \, , \qquad (7/2)$$

ergibt sich aus Gl. (7/1)

$$\varphi(\omega) = -c\,\pi/2 \, . \qquad (7/3)$$

Ein Beispiel für Gl. (7/3) ist der Phasengang eines Tiefpaßgliedes mit $\varphi = -\pi/2$ für $\omega \gg \omega_g$.

Minimalphasensysteme sind allpaßfreie Systeme.
Durch zusätzliche Allpässe kann nur eine weitere, mit ω monoton fallende Phasendrehung hinzugefügt werden. Das wäre für Gegenkopplungsschleifen nur von Nachteil.

Liegen Verstärkerstufen mit unteren Grenzfrequenzen vor (vergl. S. 6 ff. des III. LB), so ergeben sich durch die Hochpaßglieder an der unteren Bandgrenze analoge Probleme, wie durch die Tiefpaßglieder an der oberen Bandgrenze.

Bei den Operationsverstärkern als Gleichspannungsverstärkern sind keine Hochpaßglieder vorhanden, und auch bei den Wechselspannungsverstärkern läßt sich durch direkte Kopplung (siehe Abschnitt 12.6.1) und Arbeitspunktstabilisierung über mehrere Stufen (siehe als Beispiel Abschnitt 12.6.2.2) die Zahl der Hochpaßglieder auf $\leqq 2$ beschränken.
Damit sind alle Stabilitätsprobleme an der unteren Bandgrenze zu umgehen.
Aus diesen Gründen wollen wir uns bei den Frequenzgangbetrachtungen auf die obere Bandgrenze beschränken.

12.1.2. Verstärkung v' mit Gegenkopplung

Die Verstärkung v'^{L} wird laut Abschnitt 12.1.1 frequenzabhängig und k^{L} wieder als frequenzunabhängig vorausgesetzt.
Aus der allgemeinen Formel für den rückgekoppelten Verstärker (Gl. (4/1), II. LB) folgt

$$v'^{L} = \frac{v^{L}}{1 - k^{L}v^{L}} \approx \begin{cases} -1/k^{L} & \text{für } |k^{L}v^{L}| \gg 1 \\ v^{L} & \text{für } |k^{L}v^{L}| \ll 1 \end{cases} \quad (8/1)$$

v'^{L} ist noch in dem von den beiden Näherungen Gl. (8/1) nicht erfaßten Gebiet, dem "kritischen Gebiet" um den Punkt $|k^{L}v^{L}| = 1$ zu ermitteln.
Die Werte ω, v und φ seien an der kritischen Stelle selbst mit ω_K, v_K und φ_K bezeichnet.
Beschränkt man sich auf Gegenkopplungsschaltungen, so muß die Schleifenverstärkung weit unterhalb von ω_K, d.h. dort, wo φ noch null ist, negativ reell sein.

Mit dieser Bedingung folgt für $|k^L v_k^L| = 1$

$$k^L v_k^L = - |k^L v_k^L| e^{j\varphi_K} = - e^{j\varphi_K} . \qquad (9/1)$$

Setzt man weiterhin voraus, daß der Phasenwinkel φ in der Umgebung von ω_K $\varphi = \varphi_K = \text{konst}$ ist (vergl. Gl. (7/3)), so liegt dort eine frequenzabhängige Verstärkungsfunktion der Art von Gl. (7/2) vor.

Mit $$v(\omega = \omega_K) = v_k$$

und der Gl. (7/2) gilt dann

$$v^L = v_k^L \left(\frac{\omega_K}{\omega}\right)^c . \qquad (9/2)$$

Durch Einführung von Gl. (9/1) und (9/2) in Gl. (8/1) folgt nach einfacher Umformung die Beziehung

$$v'^L = \frac{- 1/k^L}{1 + 1/k^L v^L} = \frac{- 1/k^L}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_K}\right)^c \cdot e^{-j\varphi_K}} . \qquad (9/3)$$

Für die Konstante c gilt mit Gl. (7/3)

$$c = - \frac{2}{\pi} \varphi_K = - \frac{\varphi_K / \text{grad}}{90} . \qquad (9/4)$$

Anstelle der zusätzlichen Phasendrehung φ_K an der kritischen Stelle wird häufig auch der sogenannte "Phasenspielraum" α_K angegeben. Das ist der Winkel, der an φ_K bis -180° noch fehlt.

$$\boxed{\alpha_K = - (180^\circ + \varphi_K)} . \qquad (9/5)$$

Für den Phasenspielraum $\alpha_K = -90^\circ$, d.h. für $\varphi_K = -90^\circ$, ergibt sich aus Gl. (9/3)

$$v'^L = \frac{- 1/k^L}{1 + j\,\omega/\omega_K} . \qquad (9/6)$$

Ein Vergleich mit Gl. (3/2) zeigt, daß in diesem Fall die Frequenzabhängigkeit von v'^L die eines einfachen Tiefpaßgliedes mit der Grenzfrequenz ω_K ist. Den Betragsverlauf zeigt u.a. das Bild 10/1.

Für den Phasenspielraum $\alpha_K = 0$, ($\varphi_K = -180^\circ$) ergibt sich aus

der Gleichung (9/3)

$$v'^{L} = \frac{-1/k^{L}}{1 - (\omega/\omega_K)^2} \quad . \qquad (10/1)$$

Die Gegenkopplung ist zur phasenreinen Mitkopplung geworden, bei $\omega = \omega_K$ tritt eine doppelte Polstelle der Verstärkung v'^{L} auf (vergl. Bild 10/1).

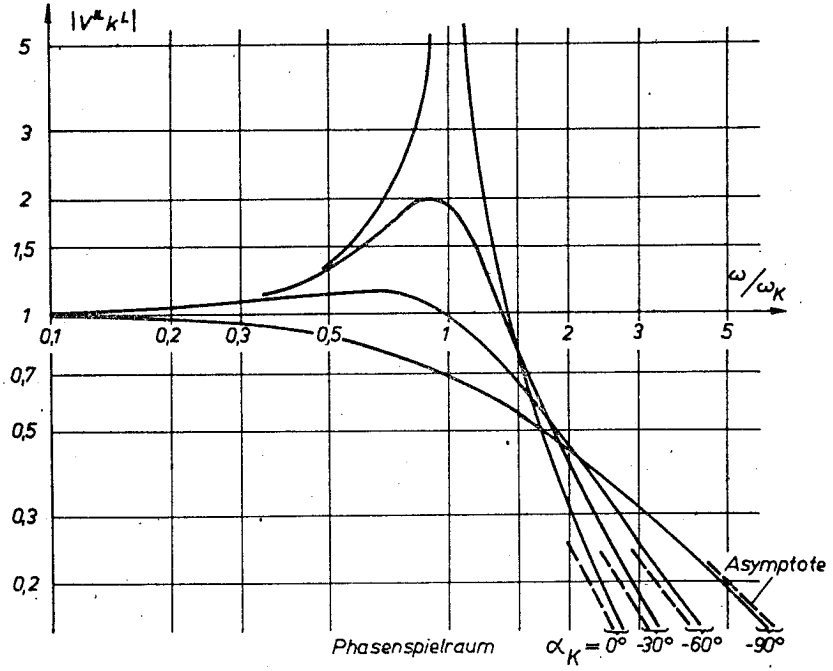


Bild 10/1 Amplitudengang der Verstärkung mit Gegenkopplung mit dem kritischen Phasenspielraum als Parameter

In Bild 10/1 sind außerdem noch die aus Gl. (9/3) errechneten $|v'k'|$- Kurven für $\alpha_K = -60^\circ$ und -30° angegeben.
Es ist ersichtlich, daß sich für $\alpha_K = -60^\circ$, ($\varphi_K = -120^\circ$), ein optimaler Verlauf ergibt. Für einen größeren Betrag des Phasenspielraumes tritt bereits unterhalb von ω_K ein merklicher Verstärkungsabfall auf, für einen kleineren Betrag erfolgt im Gebiet um ω_K eine zu große Anhebung.

12.1.3. Frequenzgangkompensation

Die Frequenzgangkompensation (auch Phasenkompensation) für gegengekoppelte Verstärker besteht in der Erfüllung von 2 Forderungen an den durch die Tiefpaßglieder hervorgerufenen Zusatzphasenwinkel: φ :

(1) Gewährleistung von $|\varphi| < \pi$, solange $|k^{\iota}v^{\iota}| \geq 1$, zur Sicherung der Stabilität (vergl. Abschnitt 12.1.1),

(2) Realisierung des für optimalen Frequenzgang erwünschten Phasenspielraumes an der Stelle $|k^{\iota}v^{\iota}| = 1$ (z.B. $\alpha_K = -60^{\circ}$, siehe Abschnitt 12.1.2).

Operationsverstärkerschaltungen enthalten oft stark variierbare Gegenkopplungen, dabei kann es sinnvoll sein, einen optimalen Phasenspielraum über eine möglichst große Bandbreite zu realisieren.

Die Mittel zur Beeinflussung der Phase sind:

(1) Herabsetzung der Grenzfrequenz eines der natürlichen RC-Tiefpaßglieder weit unter die anderen Grenzfrequenzen. Dadurch wird in einem weiten Bereich $\varphi \approx \alpha \approx -90^{\circ}$ erzielt (vergl. Bild 6/1 b) ;

(2) Einsatz spezieller RCR-Kompensationsglieder, durch die ein Verstärkungsabfall und damit ein Phasenwinkel nur in einem gewissen Frequenzbereich realisiert werden. Durch eine Kombination solcher Glieder kann z.B. $\alpha_K \approx -60^{\circ}$ breitbandig angenähert werden.

Der erste Weg wurde bereits im Abschnitt 12.1.1 erläutert. In der folgenden Aufgabe sei noch ein konkretes Zahlenbeispiel betrachtet.

A 11/1 : [45] Gegeben sei ein Verstärker mit 3 Tiefpaßgliedern der Grenzfrequenzen $f_1 = f_2 = 5$ MHz und f_3. f_3 ist so zu wählen, daß bei $g_o = 10^4$ ein Phasenspielraum $\alpha_K = -60^{\circ}$ auftritt.
Wie groß sind f_k und f_3 ?

L 12/1 zu A 11/1 : Nehmen Sie das Bild 6/1 b mit zur Hand!

$\alpha_K = -60^\circ$ bedeutet $\varphi_K = -120^\circ$.

Wegen $f_3 \ll f_k$ (s.u.) trägt das 3. Tiefpaßglied mit $\varphi_3 = -90^\circ$ zur Gesamtphasendrehung bei, so daß für φ_1 und φ_2 nur je -15° verbleiben.

Diese Phasendrehung ist nach der Beziehung

$\tan \varphi_1 = -f_k/f_1$ bei der Frequenz

$f = f_k = f_1 \cdot \tan 15^\circ = \underline{1{,}35 \text{ MHz}}$ erreicht.

Bis zu dieser Frequenz bewirken die beiden Tiefpaßglieder 1 und 2 zusammen einen Verstärkungsabfall

auf $1/(1 + \tan^2 15^\circ) \approx \underline{0{,}93}$,

der noch vernachlässigbar ist.

Von der Frequenz f_3 bis zu f_k muß somit das 3. Tiefpaßglied allein den Abfall der Verstärkung von

$|k\, v_o| \approx g_o = 10^4$ auf den Wert

$|k\, v_k| = 1$ aufbringen.

Aus $f_3/f_k = v_k/v_o = kv_k/kv_o = 1/g_o = \underline{10^{-4}}$

folgt $f_3 = f_k/g_o = \underline{135 \text{ Hz}}$.

Nachteilig bei dieser Kompensationsart ist, daß laut Bild 6/1 b im Bereich $\omega \approx \omega_K$ eine starke Abhängigkeit $\varphi(\omega)$ vorliegt, so daß φ_K und α_K stark von Verstärkungsschwankungen abhängen. Die sehr niedrige Grenzfrequenz f_3 des nicht gegengekoppelten Verstärkers kann bezüglich der HF-Aussteuerbarkeit nachteilig sein (siehe Abschnitt 12.1.4).

Diese Nachteile können beim Einsatz spezieller RCR-Kompensationsglieder vermindert werden.

Bild 13/1 zeigt ein solches Kompensationsglied, welches in einer Verstärkerstufe z.B. als Arbeitswiderstand dienen kann.
Der Eingangswiderstand ergibt sich mit den Abkürzungen

$$\omega_a = 1/(R_1 + R_2)\, C \qquad \omega_e = 1/\, C\, R_2 \quad . \qquad (12/1)$$

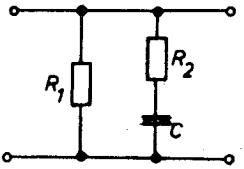


Bild 13/1
RCR-Kompensationsglied

zu

$$R^{L} = R_1 \frac{1 + j\,\omega\, CR_2}{1 + j\,\omega\, C(R_1 + R_2)} = R_1 \frac{1 + j\,\omega/\omega_e}{1 + j\,\omega/\omega_a} \quad . \qquad (13/1)$$

Im Bereich $\omega \ll \omega_a$ ist $R^{L} = R_1$.

Im Bereich $\omega_a \ll \omega \ll \omega_e$ liegt mit $R \approx -jR_1(\omega_a/\omega)$ 1/f-Abfall vor und für $\omega \gg \omega_e$ wird $R^{L} \approx R_1 \| R_2$.

Für den Phasenwinkel ergibt sich aus Gl. (13/1)

$$\tan\varphi = \frac{\mathrm{Im}\left\{R^{L}\right\}}{\mathrm{Re}\left\{R^{L}\right\}} = -\frac{\omega(\omega_e - \omega_a)}{\omega^2 + \omega_a\omega_e} \quad . \qquad (13/2)$$

Das Maximum $-\varphi_{max}$ von $-\varphi$ findet man durch Differentiation aus Gl. (13/2) bei der Frequenz $\omega_{max} = \sqrt{\omega_a \cdot \omega_e}$

zu

$$\tan\varphi_{max} = -\frac{1}{2}\sqrt{\frac{\omega_e}{\omega_a}}\left(1 - \frac{\omega_a}{\omega_e}\right) \quad . \qquad (13/3)$$

Bauelementemäßig sind ω_e/ω_a -Werte bis zu einigen Hundert leicht zu realisieren.
Die folgende Tabelle gibt einige φ_{max} -Werte an.

ω_e/ω_a	5	10	30	100	300	1000
$-\varphi_{max}$/Grad	41,9	54,8	69,2	78,6	83,4	86,4

Der Einsatz der RCR-Kompensationsglieder soll an Hand von zwei Beispielen erläutert werden.
Betrachtet wird ein Verstärker mit dem durch die Kurven 1 in den Bildern 14/1 und 14/2 gegebenen natürlichen Frequenzgang und einer Verstärkung von $v_o \approx 5 \cdot 10^4$.

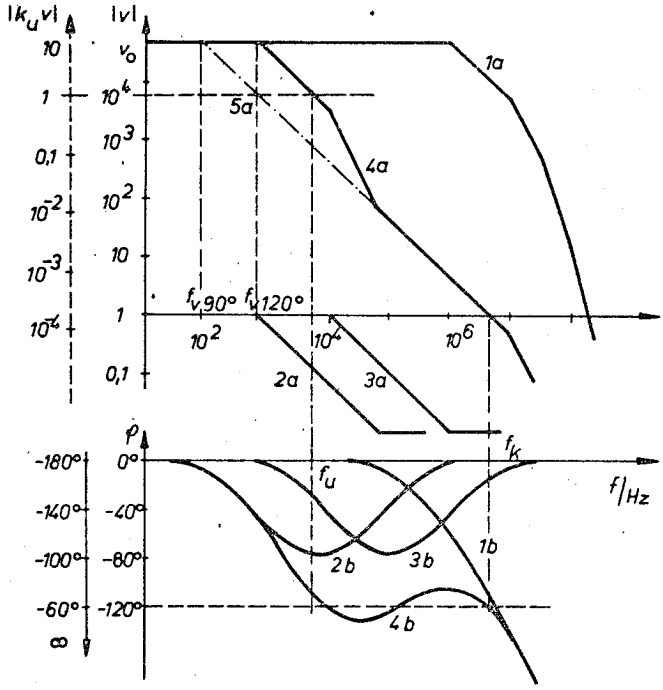


Bild 14/1
120°-Kompensation mit 2 RCR-Gliedern

In beiden Beispielen erfolgt die Phasenkompensation durch zwei RCR-Glieder mit dem Verhältnis $\omega_e/\omega_a = 100$.
Im ersten Beispiel (siehe Bild 14/1) haben die beiden Kompensationsglieder um reichlich eine Zehnerpotenz unterschiedliche Frequenzen f_{max} (Kurven 2 und 3). Die resultierenden Amplituden und Phasengänge des kompensierten Verstärkers sind im Bild 14/1 durch die Kurven 4 dargestellt.
Wird der Verstärker mit einer Kopplung |k|= 1, d.h. mit dem Gegenkopplungsgrad

$$g_o \approx v_o = 5 \cdot 10^4$$

gegengekoppelt, dann fällt der |k v|-Maßstab mit dem |v|- Maßstab zusammen.

Aus der Kurve 4 a ergibt sich die kritische Frequenz (Frequenz für $|k\,v| = 1$)

$$f_k \approx 5 \cdot 10^6 \text{ Hz}$$

und aus der Kurve 4 b der optimale Phasenspielraum

$$\alpha_K \approx -60^\circ \,.$$

Die Besonderheit des resultierenden Phasenverlaufes nach Kurve 4 b ist, daß bis herab zur Frequenz $f_u \approx 5 \cdot 10^3$ Hz gilt:

$$-75^\circ < \alpha < -45^\circ \,.$$

Wählt man die Kopplung $k = k_u$ so, daß sich für $f = f_u$ $|k_u\,v| = 1$ ergibt, so wird $f_k = f_u$.

Ein diesem Fall entsprechender $|k_u\,v|$- Maßstab ist in Bild 14/1 mit eingezeichnet.

Ein Vergleich der Maßstäbe liefert den Wert $k_u \approx 1{,}5\ 10^{-4}$.

Für den Gegenkopplungsgrad folgt daraus

$$g_o = 1 + |k_u\,v_o| = 8{,}5 \,.$$

Die Besonderheit dieser "120°-Kompensation" ist also die Tatsache, daß über einen weiten Bereich der ohmischen Gegenkopplung der optimale Phasenspielraum $\alpha_K \approx \alpha_{opt}$ erhalten bleibt.

Im Beispiel erstreckt sich dieser Bereich über

$$1{,}5 \cdot 10^{-4} \leq k \leq 1$$

bzw. über

$$8{,}5 \leq g_o \leq 5 \cdot 10^4 \,.$$

Eine derartige Kompensation ist für Operationsverstärker mit variabler, ohmischer Gegenkopplung besonders zweckmäßig.

Zum Vergleich ist die Amplitudenkurve für die 90°-Kompensation strichpunktiert mit eingezeichnet.

Man erkennt bei der 120°-Kompensation auch eine deutliche Erhöhung der Grenzfrequenz f_v des Verstärkers ohne Gegenkopplung gegenüber der 90°-Kompensation.

Das zweite Beispiel soll als Aufgabe behandelt werden.

A 16/1 / [45] Gegeben sind der Frequenzgang des unkompensierten Verstärkers nach Bild 14/1, Kurven 1 a,b und zwei gleiche RCR-Kompensationsglieder mit

f_a = 5 kHz und f_e = 0,5 MHz.

Konstruieren Sie den Amplituden- und den Phasengang des kompensierten Verstärkers !

Wie groß sind φ_k und f_v ?

L 16/1 :

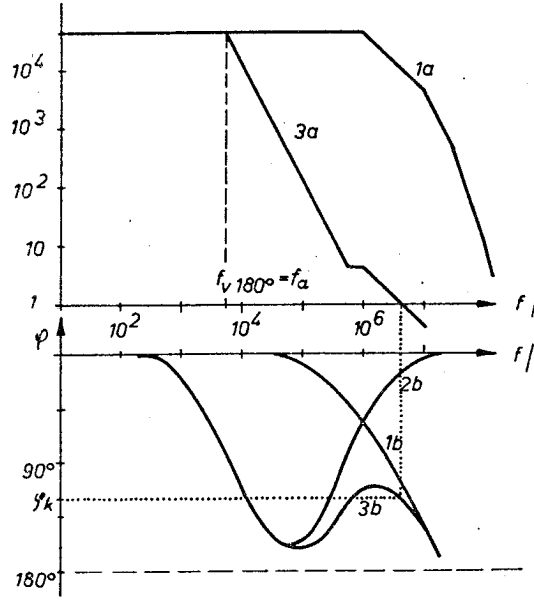


Bild 16/1
180°-Kompensation

Kurven 1 : Amplituden- und Phasengang des unkompensierten Verstärkers,
Kurve 2b: Phasengang der beiden RCR-Glieder,
Kurven 3 : Amplituden- und Phasengang des kompensierten Verstärkers.

Aus dem Bild 16/1 entnimmt man: $\varphi_k \approx -120^\circ$, f_v = 5 kHz.

Da $\varphi_{max} \rightarrow -180^\circ$, spricht man von "180°-Kompensation".

Der Wert $\varphi = -180^{\circ}$ wird jedoch für $|k\,v| = 1$ nicht erreicht und der Verstärker bleibt bei jeder beliebigen ohmischen Gegenkopplung stabil.
Der optimale Phasenspielraum $\alpha_k \approx \alpha_{opt}$ ist allerdings nur im Gebiet um $|k\,v| \approx 1$ gegeben.

Ein Vorteil der 180°-Kompensation ist, daß für die Grenzfrequenz des nicht gegengekoppelten Verstärkers allgemein gilt

$$f_{v\,180^{\circ}} > f_{v\,120^{\circ}} > f_{v\,90^{\circ}} \quad .$$

12.1.4. Einfluß der Anschaltstelle der Kompensationsglieder [30]

Für die bisherigen Betrachtungen war es im Prinzip gleichgültig, an welcher Stelle der Gegenkopplungsschleife die Frequenzgang-Kompensationsglieder eingeschaltet wurden.
Nun sei an Hand ungünstiger Anordnungsbeispiele erläutert, wie ein in Nähe des Verstärkerausganges angeordnetes Kompensationsglied die HF-Aussteuerbarkeit und ein in Nähe des Verstärkereinganges angeordnetes Kompensationsglied das Rauschverhalten des Verstärkers beeinträchtigen können.
In der Praxis sind durch geeignete Wahl des Ortes der RC- bzw. RCR-Glieder derartige Nachteile zu vermeiden.

Ein RC- bzw. RCR-Kompensationsglied werde z.B. durch den Arbeitswiderstand

$$R_C^{\perp} = R_1 \| \frac{1}{j\omega C} \quad \text{bzw.} \quad R_C^{\perp} = R_1 \| \left(R_2 + \frac{1}{j\omega C}\right)$$

der letzten, n-ten Spannungsverstärkerstufe gebildet.
Für die Ausgangsspannung $|U_a^{\perp}|$ des Verstärkers ist die Eingangsspannung der letzten Stufe $|U_{n-1}^{\perp}| = |U_a^{\perp}/v_n|$ erforderlich.
Solange $R_C^{\perp} \approx R_1$ gilt, ist sicherlich $v_n^{\perp} \gg 1$ und $|U_{n-1}^{\perp}| \ll |U_a^{\perp}|$.
Die bei höheren Frequenzen funktionsgemäß erfolgende Verminderung von $R_C^{\perp}$ führt schließlich auf $|v_n| < 1$, d.h. auf $|U_{n-1}^{\perp}| > |U_a|$.
Durch die Übersteuerung am Eingang der letzten Verstärkerstufe wird damit die volle Ausgangsaussteuerung für hohe Frequenzen unmöglich.

Wird ein Kompensationsglied am Eingang des Verstärkers angeordnet, dann werden durch dessen Wirkung die hochfrequenten Eingangssignale gegenüber dem Verstärkerrauschen gleicher Frequenz unterdrückt, was zu einer Verschlechterung des Signal-Rausch-Abstandes bei hohen Frequenzen führt.
Erforderlichenfalls wird dadurch Abhilfe geschaffen, daß das Kompensationsglied erst nach der 1. oder 2., die Rauschspannung im wesentlichen erzeugenden Stufe (vergl. Abschnitt 12.4.1), eingeschaltet wird. Dann werden Signal- und Rauschspannung im gleichen Maße unterdrückt, und die Kompensation beeinflußt den Rauschabstand nicht .

12.1.5. Zusammenfassung zur Frequenzgangkompensation [30]

Sind in einer Gegenkopplungsschleife mehr als zwei einfache Tiefpaß- oder Hochpaßglieder enthalten, so besteht infolge der frequenzabhängigen Phasendrehungen dieser Glieder die Gefahr der S e l b s t e r r e g u n g .
Die untere Bandgrenze ist unkritisch, da sich durch direkte Kopplung der Stufen die Zahl der auftretenden Hochpaßglieder ≤ 2 halten läßt.
Wegen der Schwierigkeiten an der oberen Bandgrenze werden bei verstärkerinternen Gegenkopplungsschleifen in der Regel nur 2 Stufen erfaßt. Aber auch dann können bei HF-Verstärkern bereits Instabilitäten auftreten.
Bei einer richtigen Frequenzgangkompensation ist eine größere Zahl von Tiefpaßgliedern und damit von Verstärkerstufen in der Gegenkopplungsschleife zulässig.
Die Frequenzgangkompensation ist

(1.) durch eine Herabsetzung der Grenzfrequenz eines der RC-Tiefpaßglieder (90°-Kompensation) oder
(2.) durch spezielle RCR-Glieder möglich.

Als Beispiele für die 90°-Kompensation sind die Schleifen zur Arbeitspunktstabilisierung in direkt gekoppelten Wechselspannungsverstärkern (vergl. Abschnitt 12.6.2.2) zu nennen.
Das Hauptanwendungsgebiet der RCR-Glieder sind Operationsverstärker und Regelkreise.

12.2. Impulsverhalten

12.2.1. Impulsverstärkung ohne Gegenkopplung

Für Impulsverstärker ist das Übertragungsverhalten im Zeitbereich von besonderem Interesse. Es läßt sich für einfache Übertragungsfunktionen $\underline{G}(j\omega)$ mit Hilfe der LAPLACE-Transformation berechnen.

Für m-stufige Verstärker mit entsprechend komplizierten Übertragungsfunktionen werden hier nur Faustformeln angegeben.

Betrachtet wird zunächst eine Verstärkerstufe, die

- zwei einfache Tiefpaßglieder mit den Grenzfrequenzen $f_1 = 1/\tau_1$ und $f_2 = 1/\tau_2$ (vergl. Abschnitt 9.5.1, III. LB),
- und ein einfaches Hochpaßglied mit der Grenzfrequenz $f_u = 1/\tau_u$

enthält. Dabei wird in Übereinstimmung mit der Praxis vorausgesetzt:

$$f_1, f_2 \gg f_u \quad \text{bzw.} \quad \tau_1 . \tau_2 \ll \tau_u . \tag{19/1}$$

Die Stufe hat laut Abschnitt 9.2 des III.LB dann die Übertragungsfunktion ($p = j\omega$):

$$\frac{\underline{U}_2(p)}{\underline{U}_1(p)} = \underline{G}(p) = \underline{T}_1(p)\ \underline{T}_2(p)\ \underline{H}(p) = \frac{v_{max}}{(1+p\,\tau_1)(1+p\,\tau_2)(1+1/p\,\tau_u)} ,$$

$$\underline{G}(p) = v_{max}\,\tau_u \cdot \frac{p}{(1+p\,\tau_1)(1+p\,\tau_2)(1+p\,\tau_u)} . \tag{19/2}$$

$\underline{G}(p)$ ist zugleich Bildfunktion im Bildbereich der LAPLACE-Transformation (G.Wunsch, Systemanalyse, Bd. 1).

Wird für $u_1(t)$ eine Sprungfunktion vorausgesetzt, für die gilt

$$\mathcal{L}\{u_1(t)\} = \underline{U}_1(p) = 1/p ,$$

dann wird

$$\underline{U}_2(p) = \underline{U}_1(p)\ \underline{G}(p) = \frac{\tau_u\, v_{max}}{(1+p\,\tau_1)(1+p\,\tau_2)(1+p\,\tau_u)} . \tag{19/3}$$

Mit Hilfe der Korrespondenztabellen findet man dazu die Originalfunktion $u_2(t)$.

$$u_2(t) = -v_{max}\,\tau_u \frac{\tau_u(\tau_1-\tau_2)e^{-t/\tau_u} + \tau_1(\tau_2-\tau_u)e^{-t/\tau_1} + \tau_2(\tau_u-\tau_1)e^{-t/\tau_2}}{(\tau_u-\tau_1)(\tau_1-\tau_2)(\tau_2-\tau_u)}$$

Mit den in der Praxis sehr gut erfüllten Näherungen nach Gl. (19/1) folgt für die normierte Ausgangsspannung

$$u_{2n}(t) = \frac{u_2(t)}{v_{max}} = e^{-t/\tau_u} - \frac{\tau_1}{\tau_1-\tau_2}\,e^{-t/\tau_1} + \frac{\tau_2}{\tau_1-\tau_2}\,e^{-t/\tau_2} \qquad (20/1)$$

Für das Beispiel $\tau_2 = \tau_1/3$ und $\tau_u = 100\,\tau_1$, d.h. für $f_2 = 3\,f_1$ und $f_u = 0{,}01\,f_1$ sind in Bild 20/1 die Einzelterme der Gl. (20/1), sowie der resultierende Verlauf $u_{2n}(t)$ in zwei verschiedenen Zeitmaßstäben dargestellt.
Im linken Bild ist strichpunktiert auch der Verlauf $u_{2n}(t)$ für $\tau_2 = 0$, d.h. für eine Stufe mit nur e i n e m Tiefpaßglied eingetragen.

$\tau_2 = \frac{1}{3}\,\tau_1$, $\tau_u = 100\,\tau_1$

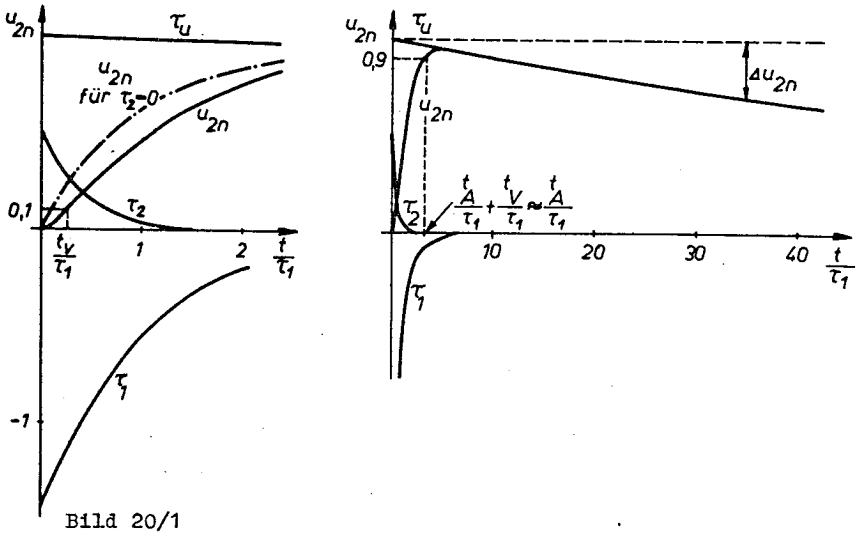


Bild 20/1
Sprungantwort einer Verstärkerstufe mit zwei Tiefpaßgliedern τ_1, $\tau_2 = \tau_1/3$ und einem Hochpaßglied $\tau_u = 100\,\tau_1$

Verallgemeinernd ist folgendes festzustellen:

(1.) Die Tiefpaßglieder (obere Grenzfrequenzen) bestimmen die Übertragung der Impulsflanken.
Da ein Tiefpaßglied die Spektralanteile des Impulses oberhalb seiner Grenzfrequenz unterdrückt, kann ein beliebig schneller Anstieg nicht übertragen werden.
Die Anstiegszeit t_A wird vor allem durch das Tiefpaßglied mit der niedrigsten Grenzfrequenz bestimmt. Weitere Tiefpaßglieder mit merklich höheren Grenzfrequenzen gehen in t_A nicht mehr entscheidend ein. Die Existenz eines solchen zweiten Tiefpaßgliedes bewirkt jedoch, daß für $t = 0$ $\partial u_a/\partial t = 0$ wird. Daraus resultiert eine merkbare Verzögerung des Impulsanstieges, die maßgeblich in die Verzögerungszeit t_V eingeht.

(2.) Die Hochpaßglieder (untere Grenzfrequenzen) bewirken einen Dachabfall Δu_{2n}. Da ein Hochpaßglied die Spektralanteile des Impulses unterhalb der Grenzfrequenz unterdrückt, kann ein Gleichstromwert nicht gehalten werden.

A 21/1 : Eine ideale Sprungfunktion werde über ein Tiefpaßglied mit der Grenzfrequenz f_1 übertragen. [15]
Nach welcher Zeit $t = (t_A + t_V)$ hat die Ausgangsspannung 90 % ihres Endwertes erreicht ?

L 21/1 : Für $\tau_u = \infty$ und $\tau_2 = 0$ folgt aus der Gl. (20/1)

$u_{2n} = 1 - e^{-t/\tau_1}$, und es wird

$u_{2n} = 0{,}9$ für $t = 2{,}3 \cdot \tau_1 = \underline{2{,}3/f_1}$.

A 21/2 : Für Impulse der Breite T soll der durch ein Hochpaßglied bewirkte Dachabfall nicht mehr als 10 % betragen. [15]
Welche Grenzfrequenz f_u ist dazu erforderlich ?

L 21/2 : Mit $\tau_1 = \tau_2 = 0$, $t = T$ folgt aus der Gl. (20/1)

$u_{2n} = e^{-T/\tau_u} = 0{,}9$, und es wird

$T = 0{,}1 \cdot \tau_u = 0{,}1/f_u$ bzw. $\underline{f_u = 0{,}1/T}$

Für die Anstiegs- und Verzögerungszeiten sowie für den Dachabfall eines m-stufigen Verstärkers gelten die folgenden Näherungsformeln (vergl. z.B. /2/):

Anstiegszeit $$t_A \approx \sqrt{\sum_{\mu=1}^{m} (t_{A\mu})^2} \quad ,$$

Verzögerungszeit (bezügl. 50 %-Punkt) $$t_V \approx \sum_{\mu=1}^{m} t_{V\mu} \quad ,$$

relativer Dachabfall $$\frac{\Delta u_a}{u_a} \approx \sum_{\mu=1}^{m} \frac{\Delta u_{a\mu}}{u_a} \quad .$$

12.2.2. Impulsverstärkung mit Gegenkopplung

30

Das Übertragugsverhalten im Zeitbereich ist prinzipiell durch das Übertragungsverhalten im Frequenzbereich gegeben.
Dieses Frequenzverhalten ist gemäß Bild 10/1 durch den Phasenwinkel der Schleifenverstärkung an der Stelle $|k\,v| = 1$, den sog. "kritischen Phasenwinkel" φ_k bzw. durch den Phasenspielraum α_k bestimmt.

Entsprechend Gl. (9/6) liegt für $\varphi_k = \alpha_k = -90^\circ$ bezüglich v'^L das Verhalten eines einfachen Tiefpaßgliedes vor.
Die Sprungantwort für einen solchen Fall ist als strichpunktierte Kurve im Bild 20/1 und u.a. im Bild 22/1 dargestellt (Parameter $\varphi_k = -90^\circ$).

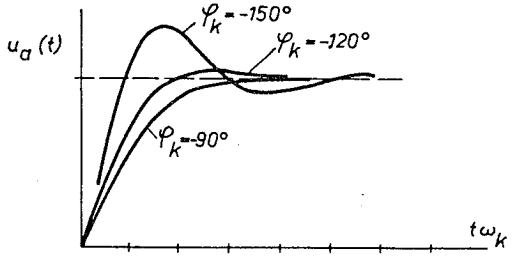


Bild 22/1
Sprungantwort von gegengekoppelten Verstärkern

Wird demgegenüber $|\varphi_k|$ vergrößert, etwa bis zu $|\varphi_k| = 120^\circ$, dann entspricht das nach Bild 10/1 zunächst einer Erhöhung der Grenzfrequenz, so daß sich in Übereinstimmung mit den Erläuterungen

des Abschnittes 12.2.1 die Anstiegszeit vermindert (vergl. Kurve für $\varphi_K = -120^\circ$ in Bild 22/1).

Bei einer weiteren Vergrößerung von $|\varphi_K|$ über etwa 120° hinaus, tritt schließlich eine zunehmende Anhebung der Frequenzen ein, die in der Nähe des als Grenzfrequenz wirkenden Wertes ω_K liegen. Diese Überbetonung der hohen Frequenzen führt zu dem sog. "Überschwingen" der Ausgangszeitfunktion.
Für den Parameter $\varphi_K = -150^\circ$ ist in Bild 22/1 ein solcher Fall angegeben.

Für $\varphi_K = -180^\circ$, bzw. für den Phasenspielraum $\alpha_K = 0$ geht das gedämpfte Überschwingen in eine ungedämpfte Schwingung über.

Aus dem Bild 22/1 ist erkennbar, daß sich für $\varphi_K \approx -120^\circ$, bzw. für einen Phasenspielraum von $\alpha_K \approx -60^\circ$ eine optimale Impulsübertragung mit nur etwa 5 % Überschwingen ergibt.
Der optimale Phasenspielraum von $\alpha_K = -60^\circ$ ist deshalb auch für Impulsverstärker anzustreben.

12.3. Driftverstärkung

90

Sind die Stufen eines mehrstufigen Verstärkers untereinander galvanisch gekoppelt, so erfolgt neben der Signalübertragung auch eine Übertragung der Driftspannungen von Stufe zu Stufe, und es interessiert die resultierende Driftverstärkung bzw. die resultierende Ausgangsspannungsdrift.
Verstärker mit galvanischer Kopplung sind z. B. Operationsverstärker und NF- Wechselspannungsverstärker, wie sie im Abschnitt 12.6 vorgestellt werden.

Bei reiner Wechselspannungskopplung bleibt dagegen die Drift auf jede einzelne Stufe beschränkt und es gelten die Ausführungen des Abschnittes 8 des II. LB.

In Bild 24/1 ist ein m-stufiger, galvanisch gekoppelter Verstärker ohne Gegenkopplung dargestellt, dessen Stufen nach Abschnitt 4.2 des I. LB als Operationsverstärker aufgefaßt sind.
Für die pro Stufe eingezeichneten Driftspannungen gelten die Aussagen nach Abschnitt 8.1 des II. LB.

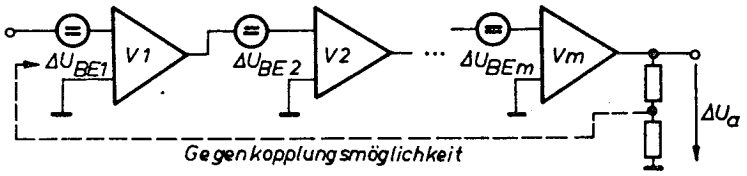


Bild 24/1

Ersatzschaltung zur Berechnung der Ausgangsspannungsdrift eines m-stufigen Verstärkers

Wegen fehlender Maßnahmen zur Arbeitspunktstabilisierung werden die Driftsignale mit den Signalverstärkungen v verstärkt, und es gilt mit $v = v_1\, v_2 \ldots v_m$ für die Ausgangsspannungsdrift ΔU_a

$$\Delta U_a = \Delta U_{BE1}\, v + \Delta U_{BE2}\, \frac{v}{v_1} + \Delta U_{BE3}\, \frac{v}{v_1\, v_2} + \ldots \quad (24/1)$$

Für $v_1 \gg 1$ gilt die Näherung

$$\boxed{\Delta U_a \approx v\, \Delta U_{BE1}} \quad (24/2)$$

In die Ausgangsspannungsdrift geht für $v_1 \gg 1$ vor allem die Driftspannung der ersten Stufe ein.

Ist diese 1. Stufe aber z. B. ein Emitterfolger mit $v_1 \approx 1$, so folgt aus Gl. (24/1)

$$\Delta U_a \approx v(\Delta U_{BE1} + \Delta U_{BE2}) . \quad (24/3)$$

Eine quantitative Betrachtung zeigt, daß die Ausgangsspannungsdrift nach Gl. (24/2) für praktische, direkt gekoppelte Verstärker unzulässig groß ist, so daß Maßnahmen zur Driftstabilisierung unumgänglich sind (vergl. Aufgabe A 42/2).

Im Falle der direkt gekoppelten Wechselspannungsverstärker werden deshalb Gegenkopplungsschleifen angewendet, die vom Ausgang des Gesamtverstärkers oder von Stufenausgängen zu dem Eingang der ersten Stufe führen, für den die Gesamt- oder Teilver-

stärkung < 0 ist.
Für diese Gegenkopplungsschaltung ergibt sich dann immer eine Ersatzschaltung nach Bild 25/1 a oder b.

Gemäß Bild 48/1 des II. LB lassen sich die beiden Ersatzschaltungen des Bildes 25/1 ineinander überführen, so daß die Elektrometerschaltung nach Bild 25/1 b als die allgemein gültige Ersatzschaltung für die Driftvorgänge angesehen werden kann.

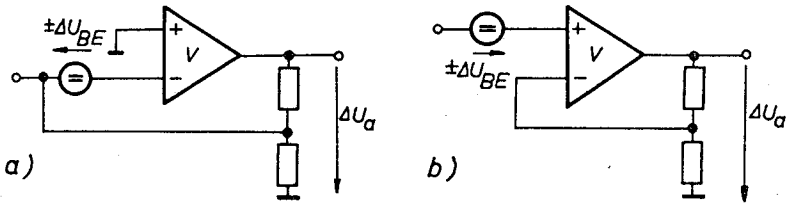


Bild 25/1 a) und b) Ersatzschaltungen für die Gleichspannungs-Gegenkopplungsschleife zur Arbeitspunktstabilisierung ($\Delta U_{BE} = \Delta U_{BE1} + \frac{1}{v_1}\Delta U_{BE2} + \cdots$)

Bei Operationsverstärkern wird die Driftkompensation bzw. die Temperaturstabilisierung durch die Verwendung von Differenzstufen realisiert, wie im Abschnitt 10.3.5 des III. LB ausführlich erläutert worden ist.
Wird für die Differenzstufen eine hinreichend große Gleichtaktunterdrückung vorausgesetzt, dann bleibt Gl. (24/1) gültig, wenn in allen Differenzstufen 1 bis n die Driftspannungen durch die Offsetspannungsdriften ΔU_{ov} ersetzt werden.

Die praktische Realisierung einer sehr geringen Offsetspannungsdrift ΔU_o ist relativ schwierig und aufwendig. Deshalb begnügt man sich aus ökonomischen Gründen meist damit, nur für die 1. Stufe ein geringes ΔU_{o1} zu realisieren und nimmt in Kauf, daß das nächste Glied (und ev. auch noch das übernächste) in Gl. (24/1) noch etwa den gleichen Beitrag zur Gesamtdrift liefert, wie das erste Glied.

12.4. Rauschen

Durch mehrstufige Verstärker lassen sich extrem hohe Verstärkungen realisieren und damit extrem kleine Signale auswerten. Eine Grenze setzt hier jedoch das Eigenrauschen der Bauelemente. Liegen die auszuwertenden Signalleistungen in der Größenordnung von 10^{-18} W pro Hz Bandbreite, so ist bereits auf Rauscharmut der Verstärker zu achten.
Bei noch geringeren Signalleistungen wird schließlich eine Grenze erreicht, bei der das Signal durch das Rauschen stark beeinträchtigt und schließlich völlig verdeckt wird.
Der Empfang schwacher UKW- oder Fernsehsender ist ein bekanntes Beispiel für die Beeinträchtigung der Signalwiedergabe durch das Rauschen.

12.4.1. Rauschende Vierpole

270

Es wird zunächst allgemein ein rauschender Vierpol betrachtet, der von einem Generator mit dem Innenleitwert Y_G^L und der Stromquelle I_o^L gespeist wird.
Zwischengeschaltet ist noch ein Querleitwert Y_K^L, der z. B. bei HF-Verstärkern durch einen Schwingkreis gebildet werden kann (siehe Bild 26/1 a).
Alle Bauelemente rauschen, was in diesem Abschnitt durch die Schraffur zum Ausdruck gebracht wird.
Durch die Einführung zweier Ersatzrauschquellen für den Vierpol, vorzugsweise einer eingangsseitigen Stromquelle i und einer eingangsseitigen Spannungsquelle u, sowie je einer Ersatzrauschstromquelle i_G und i_K für die Leitwerte Y_G^L und Y_K^L werden Vierpol und Leitwerte formal rauschfrei gemacht, Bild 26/1 b.

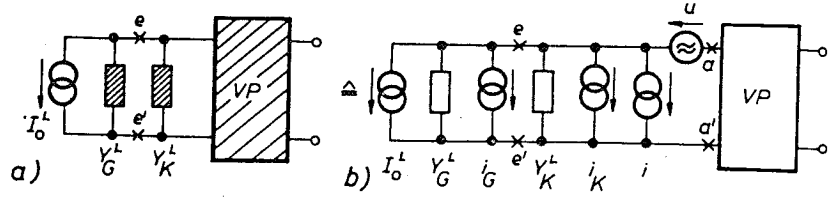


Bild 26/1 a) Rauschender Vierpol
b) Ersatzschaltung zu a)

Für die Rauschquellen werden quadratische Mittelwerte

$$i = \sqrt{|\overline{i(t)}|^2} \qquad \text{und} \qquad u = \sqrt{|\overline{u(t)}|^2} \qquad (27/1)$$

benutzt. Die Ersatzrauschgrößen u und i müssen zunächst teilweise korreliert vorausgesetzt werden.
Bei unkorrelierten Quellen addieren sich bekanntlich die einzelnen i^2 bzw. u^2, bei vollständig korrelierten Quellen addieren sich die einzelnen i bzw. u.
Zerlegt man i in den zu u vollständig korrelierten Anteil i_c und den zu u nicht korrelierten Anteil i_n

$$i = i_c + i_n \quad ,$$

so gilt für die Kurzschlußrauscheinströmung i_{tot} an den Klemmen a-a' in Bild 26/1

$$i_{tot}^2 = i_G^2 + i_K^2 + i_n^2 + \left[i_c + u(Y_G + Y_K) \right]^2 \quad . \qquad (27/2)$$

Es ist üblich, i_c mit Hilfe des sog. (nicht rauschenden) "Korrelationsleitwertes"

$$Y_c^{\perp} = G_c + j\, B_c$$

darzustellen

$$i_c = Y_c^{\perp} u = u(G_c + j\, B_c) \quad . \qquad (27/3)$$

Oft ersetzt man noch die Rauschquellen u und i_n durch einen rauschenden Widerstand R und einen rauschenden Leitwert G_n.
Nach der NYQUIST-Beziehung gilt

$$R = \frac{u^2}{4kT\,\Delta f} \qquad \text{und} \qquad G_n = \frac{i^2}{4kT\,\Delta f} \quad . \qquad (27/4)$$

Aus dem Bild 26/1 b ergibt sich damit die Ersatzschaltung nach Bild 27/1, für die jedoch die üblichen Rechenregeln nicht gelten, es ist vielmehr zu berücksichtigen, daß $Y_c^{\perp}$, G_n und R nur die Gleichungen (27/3) und (27/4) repräsentieren.

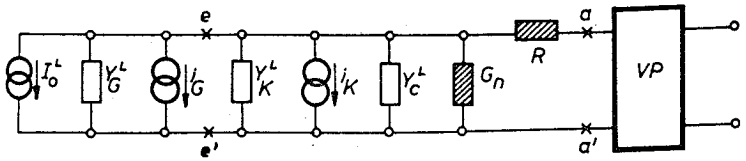


Bild 27/1 Andere Form der Ersatzschaltung zu Bild 26/1 b

Summarisch wird das Rauschen eines Vierpoles durch die Rauschzahl F, die zusätzliche Rauschzahl F_z, das Rauschmaß F^* oder die Rauschtemperatur T_r charakterisiert.
Eine von mehreren möglichen Definitionen der Rauschzahl lautet

$$\boxed{F = \frac{P_e/p_e}{P_a/p_a} = \frac{\text{Eingangsseitiger Signal-Rausch-Abstand}}{\text{Ausgangsseitiger Signal-Rausch-Abstand}}} \quad ,(28/1)$$

P_e, P_a : Ein- bzw. ausgangsseitig verfügbare Signalleistung ,
p_e, p_a : Ein- bzw. ausgangsseitig verfügbare Rauschleistung .

In der Definition (28/1) ist für p_e die maximal an einen Verbraucher abgebbare Rauschleistung eines auf Raumtemperatur $T_o = 300\ ^oK$ befindlichen Wirkwiderstandes einzusetzen.
Für diese, sog. verfügbare Rauschleistung gilt

$$p_e = kT_o\,\Delta f = 4\cdot 10^{-21}\ W\ \Delta f/Hz \qquad (28/2)$$

(k Boltzmann-Konstante, Δf Bandbreite).
Eine oft gebrauchte Größe ist auch das Rauschmaß F^*, dafür gilt

$$\boxed{F^*/dB = 10 \log F} \quad . \qquad (28/3)$$

Weiterhin ist $\boxed{F_z = F - 1}$ (28/4)

und $\boxed{T_r = F_z\ T_o = F_z\ 300^oK}$. (28/5)

Aus dem Bild 26/1 b entnimmt man für die vom Generator an den Klemmen e-e' verfügbaren Leistungen ($I_o^{\perp}$ = Spitzenwert)

$$P_e/p_e = I_o^{\perp 2} / 2i_G^2 \quad . \qquad (28/6)$$

Da von dem nunmehr rauschfrei gemachten Vierpol die Signal- und Rauschströme in gleichem Maße verstärkt werden, kann das Verhältnis der ausgangsseitigen Leistungen durch die Kurzschlußströme an den Klemmen a-a' ausgedrückt werden

$$P_a/p_a = |I_o^{\perp}|^2 / 2\ i_{tot}^2 \quad . \qquad (28/7)$$

Durch Einführung von Gl. (28/6), (28/7) und (28/2) in Gl. (28/1) folgt

$$F = 1 + \frac{i_K^2 + i_n^2 + \left[i_c + u(Y_G + Y_K)\right]^2}{i_G^2} \quad , \qquad (29/1)$$

oder unter weiterer Einführung von Gl. (27/3), (27/4) und

$$i_G^2 = 4kTG_G\,\Delta f \quad , \quad i_K^2 = 4kTG_K\,\Delta f$$

$$\boxed{F = 1 + \frac{G_K+G_n + \left[(G_G+G_c+G_K)^2 + (B_G+B_c+B_K)^2\right] R}{G_G}} \qquad (29/2)$$

Bezüglich der Blindanteile ist aus Gl. (29/2) ersichtlich, daß für den Fall $B_c \neq 0$ die minimale Rauschzahl nicht für normale Abstimmung $B_K = -B_G$, sondern für die sog. "Rauschabstimmung"

$$\boxed{B_K + B_G = -B_c}$$

vorliegt.

Als Funktion von G_G betrachtet, besitzt die Rauschzahl nach Gl. (29/2) ein Minimum bei der sog. "Rauschanpassung".

Mit der Bedingung $\partial F/\partial G_G = 0$ erhält man für den optimalen Generatorleitwert

$$G_{Gopt} = \sqrt{\frac{G_K+G_n}{R} + (G_K+G_c)^2 + (B_G+B_c+B_K)^2} \quad . \qquad (29/3)$$

Setzt man Gl. (29/3) wieder in Gl. (29/2) ein, so folgt die optimale Rauschzahl F_{opt}, d.h. die Rauschzahl bei Rauschanpassung

$$\boxed{F_{opt} = 1 + 2\,R\,(G_K + G_c + G_{Gopt})} \quad . \qquad (29/4)$$

Das absolute Minimum der Rauschzahl F_{min} wird dann erreicht, wenn Rauschanpassung und erforderlichenfalls auch gleichzeitig Rauschabstimmung vorliegen.

Die kleinste Rauschzahl F_{opt} bzw. F_{min} wird nicht bei Widerstandsanpassung zwischen Generator und Vierpol, sondern im allgemeinen bei einer bestimmten Widerstands-Fehlanpassung der sog. Rauschanpassung erreicht.

Der Sättigungsstrom I_S der Rauschdiode ist eine Funktion des Heizstromes I_{Heiz}.
In der Praxis wird m = 2 bevorzugt. Bei der zweiten Messung wird dann ein 3 dB-Dämpfungsglied eingeschaltet und am Indikator für beide Messungen der gleiche Meßwert eingestellt (vergl.Bild 32/1).
Für m = 2 folgt aus Gl. (31/4)

$$F = \frac{e}{2kT_o} I_S R_G = 20 \cdot I_S/mA \cdot R_G/k\Omega \quad . \quad (32/1)$$

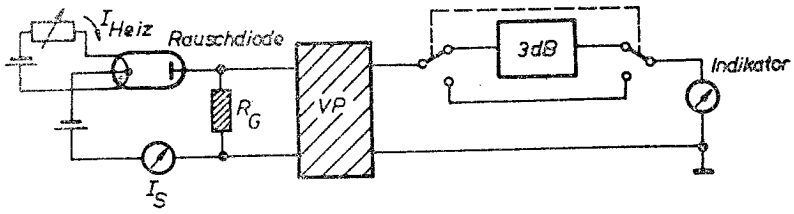


Bild 32/1 Messung der Rauschzahl eines Vierpoles

Rauschdioden sind bei geeigneter Kompensation der Blindkomponenten bis zu Frequenzen von etwa 1 GHz verwendbar.
Für höhere Frequenzen sind Gasentladungsröhren als Rauschgeneratoren einsetzbar.
Bei niedrigen Frequenzen gilt die Gl. (31/2) wegen des Funkeleffektes nicht mehr. Ein niederfrequentes, frequenzunabhängiges Rauschspektrum läßt sich z.B. durch Frequenzumsetzung gewinnen.

A 32/1 : [30] Eine Verstärkerstufe mit der Bandbreite f = 1 MHz habe bei einem Generatorwiderstand von R_G = 100 Ohm ein Rauschmaß von F^* = 5 dB.
Wie groß muß im Anpassungsfall die Signalspannung am Verstärkereingang sein, damit am Ausgang ein Signal-Rauschabstand von 20 dB erreicht wird ?

L 33/1 : zu A 32/1

$$F = 10^{F^*/10} = 10^{0,5} = \underline{3,16} \quad .$$

Mit den Gl. (28/1) und (28/2) folgt für einen ausgangsseitigen Signal-Rausch-Abstand $P_a/p_a = 1$ eine weitere Definition für F

$$F = \frac{P_e}{p_e} = \frac{P_e}{kT_o \Delta f}\Bigg|_{P_a/p_a=1} \quad .$$

Für einen ausgangsseitigen Signal-Rausch-Abstand von 1 ($\triangleq$ 0 dB) ist demnach am Verstärkereingang eine Signalspannung von

$$u_{e\ 0dB} = F\ k\ T_o\ \Delta f\ R_G = \underline{1,14\ \mu V}$$

erforderlich.

Für einen Signal-Rausch-Abstand von 20 dB ist dann eine Eingangsspannung von

$$u_{e\ 20dB} = 10\ u_{e\ 0dB} = \underline{11,4\ \mu V}$$

nötig.

12.4.2. Rauschen von Transistorverstärkern

In Bild 33/1 ist der grunssätzliche Verlauf der Rauschzahl von NF- und HF-Transistoren als Funktion der Frequenz dargestellt. Ein frequenzunabhängiges, sog. "weißes Rauschen", liegt über einen Frequenzbereich von ca. 3 Zehnerpotenzen vor. Es wird durch das Schrot-, Widerstands- und Stromverteilungsrauschen gebildet. Bei niedrigen Frequenzen erfolgt ein Anstieg mit 1/f, der durch das Oberflächen- und Leckstromrauschen, d.h. durch den sog. Funkeleffekt bedingt ist.

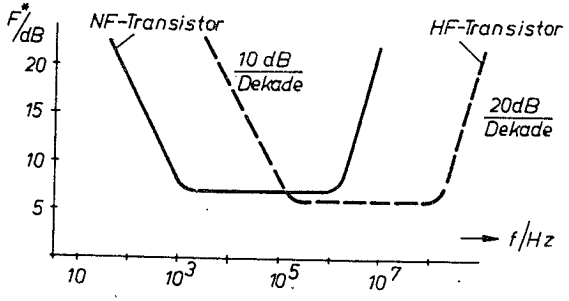


Bild 33/1
Rauschmaß F^* als Funktion der Frequenz

Das Übergangsgebiet liegt bei NF-Transistoren bei ca. 1 kHz, bei HF-Transistoren bei höheren Frequenzen bis zu einigen Hundert kHz. Bei hohen Frequenzen erfolgt ebenfalls ein Anstieg des Rauschens. Er ist dadurch bedingt, daß das Rauschen teilweise am Eingang, teilweise aber auch am Ausgang der Transistorstufe entsteht. Fällt nun infolge der oberen Grenzfrequenz der Stufe die Verstärkung ab, dann vermindern sich am Ausgang die Signalleistung und die vom Eingang stammende Rauschleistung in gleichem Maße zunächst mit $1/f^2$. Die vom Ausgang stammende Rauschleistung bleibt dagegen unverändert und verschlechtert den ausgangsseitigen Signal-Rausch-Abstand und damit die Rauschzahl zunächst proportional mit f^2.
Das Übergangsgebiet liegt bei HF-Transistoren um 100 MHz, bei NF-Transistoren wesentlich niedriger.

Für das Niederfrequenzgebiet (Funkelrauschen und weißes Rauschen) gelten die Näherungen

$$G_c = G_n \quad \text{und} \quad B_c = 0 \quad . \qquad (34/1)$$

Zur Beschreibung des Rauschverhaltens des Transistorvierpoles genügen also die beiden Parameter G_n und R.

Wird auf einen Schwingkreis verzichtet ($Y_K^L = 0$) und ein reeller Generatorwiderstand vorausgesetzt ($B_G = 0$), dann folgt aus den Gl. (29/2), (29/3) und (29/4)

$$F = 1 + \frac{G_n + R(G_G + G_n)^2}{G_G} \quad , \qquad (34/2)$$

$$G_{G\,min} = G_{G\,opt} = \sqrt{\frac{G_n}{R}(1 + G_n R)} \quad , \qquad (34/3)$$

$$F_{min} = F_{opt} = 1 + 2R(G_n + G_{Gopt}) . \qquad (34/4)$$

Im Gebiet des weißen Rauschens sind ebenso wie F auch R und G_n frequenzunabhängig.
Alle Parameter R, G_n, F und $G_{G\,opt}$ sind jedoch vom Arbeitspunkt abhängig.

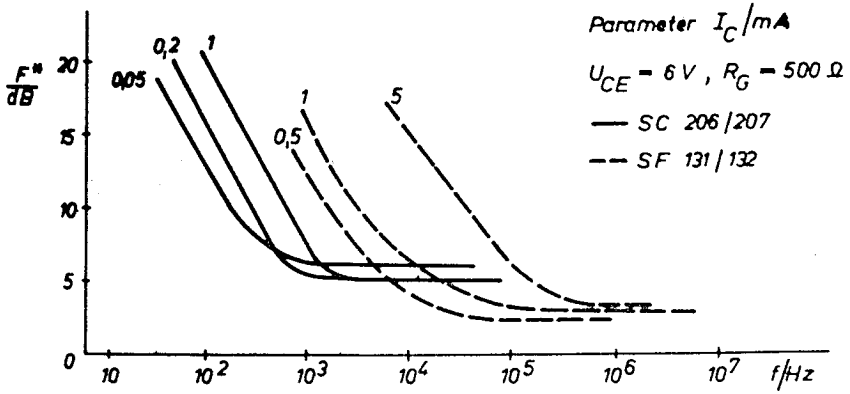


Bild 35/1 $F^*(f)$ für die Transistoren SC 206/207 und SF 131/132

Das Bild 35/1 zeigt das Rauschmaß für zwei Transistortypen als Funktion der Frequenz und mit I_C als Parameter. Für den Generatorwiderstand gilt in beiden Fällen $R_G = 1/Y_G$ = 500 Ohm.

Man erkennt, daß hinsichtlich des Funkelrauschens kleine Kollektorströme günstig sind.

Für NF-Transistoren wird in den Katalogblättern das Rauschmaß meist nur für einen Arbeitspunkt bei einem Generatorwiderstand von 500 Ohm und einer Frequenz von 1 kHz angegeben.

Mißt man die Rauschzahl als Funktion des Generatorwiderstandes, so lassen sich für jede Frequenz und jeden Kollektorstrom die Werte G_{Gopt} und F_{opt} und daraus R und G_n bestimmen.

Für das Hochfrequenzrauschen ist die vollständige Beschreibung nach Abschnitt 12.4.1 nötig. Die Parameter R, G_n, G_c und B_c weisen komplizierte Abhängigkeiten vom Arbeitspunkt und von der Frequenz auf,und werden üblicherweise meßtechnisch ermittelt. Das ist mit grafischen Verfahren möglich, indem die Rauschzahl über der Verstimmung des Schwingkreises und über dem Generatorwiderstand ermittelt wird,(siehe z. B. Paul, R. Transistormeßtechnik). Der optimale Generatorwiderstand liegt in der Größenordnung von 100 Ohm, ist aber stark arbeitspunktabhängig.

Für HF-Transistoren wird in den Katalogblättern das Rauschmaß meist nur für einen Arbeitspunkt und einen Generatorwiderstand bei der Frequenz 100 MHz angegeben.

12.5. Kopplung der Verstärkerstufen

12.5.1. C-Kopplung und galvanische Kopplung

Für Transistorverstärker wurde anfangs die von Röhrenverstärkern bekannte C-Kopplung übernommen (Bild 36/1 a).
Die stufeninterne Arbeitspunkteinstellung bzw. -stabilisierung wurde mittels Basisspannungsteiler bzw. mit einer Gleichstrom-Gegenkopplung laut Abschnitt 8. des II. LB erreicht.

Für die Halbleiterschaltungstechnik bietet sich jedoch die direkte galvanische Kopplung nach Bild 36/1 b an.

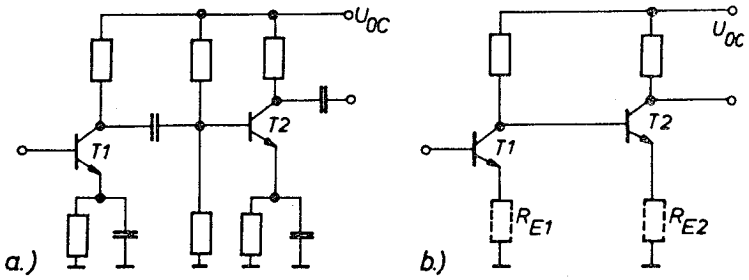


Bild 36/1 Kopplung von Verstärkerstufen
a) C-Kopplung
b) galvanische Kopplung

Die Emitterwiderstände dienen der Arbeitspunkteinstellung. Sie müssen zur Vermeidung einer Wechselstrom-Gegenkopplung kapazitiv überbrückt werden.
Werden Si-Transistoren und kleine Aussteuerungen vorausgesetzt, dann können die Emitterwiderstände sogar ganz entfallen, da die sich dann einstellende Kollektor-Emitterspannung

$$U_{CEA1} = U_{BEA2} \approx (0{,}6 \ldots 0{,}7)\ V$$

gerade noch ausreicht.

Die galvanische Kopplung bietet gegenüber der C-Kopplung folgende wesentliche Vorteile:

1. die zur Realisierung geringer unterer Grenzfrequenzen nötigen, großen, verstärkerinternen Koppelkapazitäten fallen weg, damit wird der Gesamtverstärker integrierbar,

2. der Bauelementeaufwand für die Arbeitspunkteinstellung und -stabilisierung ist durch Wegfall der stufenweisen Basisspannungsteiler und Überbrückungskondensatoren für die Emitterwiderstände geringer,

3. die Zahl der Hochpaßglieder wird sehr klein ($m \leqq 2$), so daß keine Gefahr der Selbsterregung an der unteren Bandgrenze mehr besteht.

Bei direkter Kopplung ist zur Arbeitspunktstabilisierung eine Gegenkopplungsschleife über mehrere Stufen sinnvoll und notwendig, darauf wird im Abschnitt 12.6 noch ausführlich eingegangen.

Theoretisch ist die Stabilität der Schleife dadurch zu garantieren, daß gemäß Abschnitt 12.1 ein Tiefpaßglied mit sehr geringer Grenzfrequenz eingeschaltet wird.
Bei HF-Verstärkern kann die über mehrere Stufen zurückführende Gegenkopplungsleitung allerdings zu unerwünschten HF-Verkopplungen beitragen und Selbsterregung auslösen.

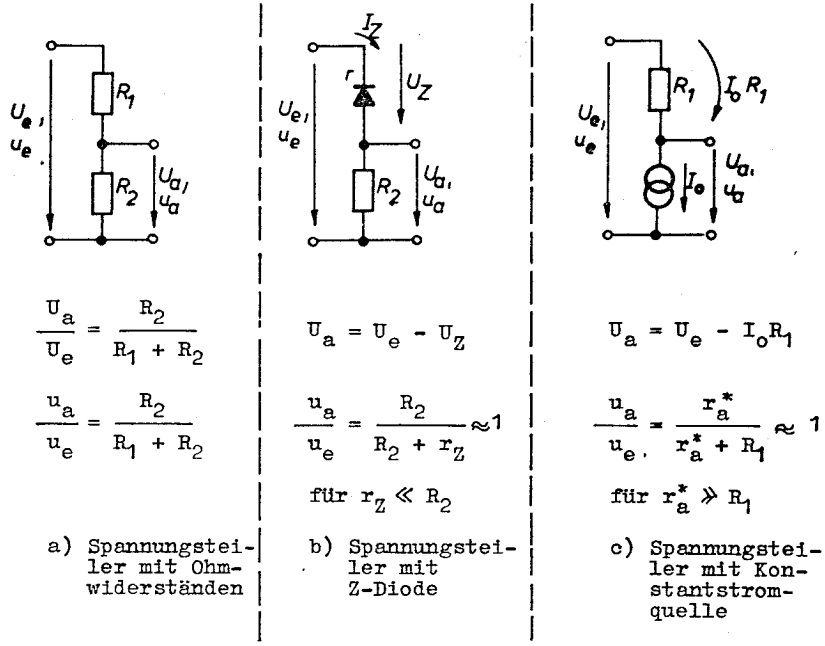
Wegen der unbestreitbaren Vorteile der direkten Kopplung sollte sie verstärkt, zumindest aber für NF-Verstärker, genutzt werden.

12.5.2. Pegelverschiebung von Gleichspannungssignalen [90]

Während sich bei Wechselspannungsverstärkern eine gleichspannungsmäßige Trennung am Verstärkereingang und/oder Verstärkerausgang durch Koppelkapazitäten realisieren läßt, müssen Gleichspannungsverstärker die Gleichspannungswerte mit übertragen.
Da die ein- und ausgangsseitigen Gleichspannungsruhewerte der zu koppelnden Verstärkerstufen oft verschieden sind, müssen Möglichkeiten zur Signalkopplung bei gleichzeitiger Überwindung der bestehenden Potentialdifferenz (Pegelverschiebung) gefunden werden.

Als Beispiel sind die Operationsverstärker zu nennen. Hier wird einerseits für $U_{Diff} = 0$ auch $U_a = 0$ gefordert, andererseits muß jedoch zur Erzielung einer bestimmten Gleichtaktaussteuerbarkeit das Kollektorpotential der 1. Differenzstufe entsprechend positiv sein,(vergl. Abschnitt 1o.3.2, III. LB), so daß eine Nullpegelverschiebung erforderlich ist.

Im folgenden werden zwei Schaltungsprinzipien zur Pegelverschiebung behandelt, die Verwendung von modifizierten Spannungsteilern und der Einsatz von Komplementär-Transistoren.



a) Spannungsteiler mit Ohmwiderständen

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\frac{u_a}{u_e} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

b) Spannungsteiler mit Z-Diode

$$U_a = U_e - U_Z$$

$$\frac{u_a}{u_e} = \frac{R_2}{R_2 + r_Z} \approx 1$$

für $r_Z \ll R_2$

c) Spannungsteiler mit Konstantstromquelle

$$U_a = U_e - I_o R_1$$

$$\frac{u_a}{u_e} = \frac{r_a^*}{r_a^* + R_1} \approx 1$$

für $r_a^* \gg R_1$

Bild 38/1 Spannungsteiler zur Pegelverschiebung

Gegenüber dem ohmischen Spannungsteiler nach Bild 38/1 a haben die nichtlinearen Ausführungen mit Z-Diode und Konstantstromquelle den Vorteil, daß keine Signalverluste entstehen, also $u_a \approx u_e$ gilt.

Bei der Z-Dioden-Schaltung nach Bild 38/1 b wird für $I_Z = I_{Zmin}$ die Spannung $U_Z = U_e - U_a$ nahezu konstant gehalten. Den Spannungsänderungen $u_e = \Delta U_e$ setzt die Z-Diode jedoch nur den kleinen differentiellen Widerstand r_Z entgegen (vergl. Bild 37/1, II.LB).

Bei der Schaltung nach Bild 38/1 c sorgt der Konstantstrom I_o einer Konstantstromquelle, z. B. nach Abschnitt 7.3 des II. LB für eine konstante Spannungsdifferenz $U_e - U_a = I_o R_1$.
Der differentielle Widerstand der Konstantstromquelle r_a^* ist definitionsgemäß sehr hoch.

Die Pegelverschiebung mit einem Komplementär-Transistor sei mit Hilfe des Bildes 39/1 erläutert.

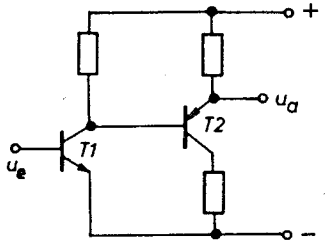


Bild 39/1
Pegelverschiebung mit einem Komplementär-Transistor

Bei der npn- Emitterstufe T 1 kann das Kollektorpotential (Ausgangspotential) beliebig bis U_{CBmax} positiver sein als das Basispotential (Eingangspotential).
Bei der pnp-Emitterstufe T 2 kann es entsprechend beliebig bis U_{CBmax} negativer sein.
Eine pnp-Stufe kann deshalb dazu benutzt werden, um die in einer Kette von npn-Stufen erfolgten Nullpegelerhöhungen wieder abzusenken.

12.6. Direkt gekoppelte NF-Verstärker

12.6.1 Realisierungsprinzipien

45

Wie im folgenden an einem Realisierungsbeispiel nachgewiesen wird, sind zur Stabilisierung galvanisch gekoppelter Niederfrequenzverstärker sowohl s t a t i s c h e (Gleichspannungs-)

als auch d y n a m i s c h e (Wechselspannungs-) Gegenkopplungsschleifen über mehrere Stufen erforderlich.
Von den zahlreichen theoretischen Möglichkeiten der Gegenkopplung in mehrstufigen Verstärkern haben sich nur einige praktisch bewährt, auf die hier näher eingegangen wird.

Die Gegenkopplung wird mit ohmischen Widerständen realisiert, daher ist k positiv reell, und die von der Gegenkopplungsschleife umfaßte Teilverstärkung muß negativ sein.

Da nur die Signalübertragung von der Basis zum Kollektor (Emitterschaltung) mit einer Phasenverschiebung von 180° erfolgt, muß also die zu realisierende Gegenkopplungsschleife grundsätzlich über eine ungerade Anzahl von Basis-Kollektorstrecken führen (vergl. Aufgaben A 44/1 und A 48/1).
Diese Bedingung ist für die praktisch vorteilhaften Gegenkopplungswege:

Variante 1 : vom Emitter des ν-ten Transistors zur Basis des $(\nu-1)$-ten oder $(\nu-3)$-ten Transistors;

Variante 2 : vom Emitter des ν-ten Transistors zum Emitter des $(\nu-2)$-ten oder $(\nu-4)$-ten Transistors

erfüllt.
Die genannten Gegenkopplungswege sind deshalb besonders vorteilhaft, weil

- die Emitteranschlüsse des Transistors niederohmig und damit ohne weiteres belastbar sind,
- z. T. ohnehin Emitterwiderstände erforderlich sind, so daß Bauelemente eingespart werden können.

Es ist üblich, für die statische und die dynamische Gegenkopplung jeweils eine getrennte Schleife entsprechend den Varianten 1 oder 2 zu benutzen. Damit lassen sich auch für eine Kette direkt gekoppelter Stufen Driftverstärkungen von $v_D \leqq 10$ erreichen.

Soll der galvanisch gekoppelte Verstärker z. B. als integrierte Schaltung universell nutzbar gemacht werden, so ist es zweckmäßig, am Ausgang einen Emitterfolger vorzusehen, der einen hin-

reichend kleinen Ausgangswiderstand garantiert.
Die dann am Emitter des letzten Transistors anliegende Ausgangswechselspannung kann z.B. nach Variante 2 auf den Emitter eines vorhergehenden Transistors gekoppelt werden.
Mit diesem Prinzip wird die Wechselspannungsstabilisierung vorgenommen.

12.6.2. Ausführungsbeispiel

12.6.2.1. Unstabilisierter Verstärker

120

Zur Übung soll die Dimensionierung eines dreistufigen, galvanisch gekoppelten Verstärkers in Form mehrerer Aufgaben vorgenommen werden. Dazu seien folgende Daten gegeben:

$B = b = 100$, $U_{BEA} = 0{,}6$ V , $U_T = 40$ mV ,
$I_{C1} = I_{C2} = 0{,}1$ mA, $U_{OC} = 12$ V , $U_{aA} = 6$ V ,
$I_{C3} = 4$ mA , $\Delta U_{BE} = 2{,}5$ mV/Grad , $r_{CE} \approx 10\, r_{BE}$.

A 41/1 : [15] Gegeben ist ein direkt gekoppelter, unstabilisierter Verstärker, bestehend aus 2 Emitterschaltungen T 1 , T 2 und einem Emitterfolger T 3 mit R_{E3} als Lastwiderstand. Die Basisspannungsversorgung für T 1 erfolge durch einen niederohmigen Spannungsteiler R_1, R_2.
Geben Sie die Schaltung an und zeichnen Sie die maßgebende Driftspannungsquelle ein !

L 41/1 :

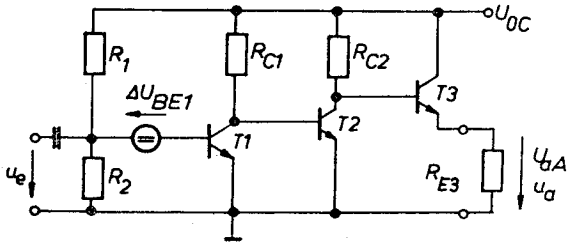


Bild 41/1 Unstabilisierter, direkt gekoppelter Wechselspannungsverstärker

A 42/1 : [75] Berechnen Sie für den Verstärker nach Bild 41/1 die Werte R_1/R_2, R_{C1}, R_{C2}, R_{E3}, v_1, v_2, v_3 und die Gesamtverstärkung v !

L 42/1 : $R_1/R_2 = (U_{OC} - U_{BEA1})/U_{BEA1} = \underline{19}$,

$$R_{C1} = \frac{U_{OC} - U_{C1}}{I_{C1} + I_{B2}} \approx \frac{U_{OC} - U_{BEA2}}{I_{C1}} = \underline{114\ k\Omega} \ ,$$

$$R_{C2} = \frac{U_{OC} - (U_{aA}+U_{BEA3})}{I_{C2} + I_{B3}} \approx \frac{U_{OC} - U_{aA} - U_{BEA3}}{I_{C2} + I_{C3}/B} = \underline{38{,}6\ k\Omega}$$

Beachten Sie, daß für R_{C2} der Strom I_{B3} berücksichtigt werden muß, während für R_{C1} der Strom I_{B2} vernachlässigt werden konnte !

$R_{E3} = U_{aA}/I_{C3} = \underline{1{,}5\ k\Omega}$,

$$r_{BE} = \frac{BU_T}{I_C} \Rightarrow r_{BE1} = r_{BE2} = \underline{40\ k\Omega} \ , \quad r_{BE3} = \underline{1\ k\Omega},$$

$r_{CE} \approx 10\ r_{BE} \Longrightarrow r_{CE1} \approx r_{CE2} \approx \underline{400\ k\Omega}$,

$$v_1 = -\frac{b_1}{r_{BE1}} \ (R_{C1} \parallel r_{CE1} \parallel r_{BE2}) \approx \underline{-68} \ ,$$

$$v_2 = -\frac{b_2}{r_{BE2}} \left[R_{C2} \parallel r_{CE2} \parallel (r_{BE3} + b_3 R_{E3})\right] \approx \underline{-72} \ .$$

Beachten Sie, daß in die Stufenverstärkungen v_1 und v_2 jeweils der Eingangswiderstand der nächsten Stufe eingeht !

$v_3 \approx \underline{1}$, $\quad v_1\ v_2\ v_3 = v = \underline{4900}$.

A 42/2 : [30] Wie ändert sich die Ausgangsruhespannung U_{aA} des Verstärkers für eine Temperaturänderung von $\Delta\vartheta = \pm 0{,}5\ ^{\circ}C$ Was hat das für Konsequenzen für den Einsatz des Verstärkers ?

L 43/1 zu A 42/2 : Da keinerlei Arbeitspunktstabilisierung vorliegt, werden die Driftsignale wie die Wechselspannungssignale behandelt, und es gilt $v_D = v$, so daß

$$\Delta U_a = v_D \, \Delta U_{BE1} = v \; 2{,}5 \text{ mV/grad} (\pm 0{,}5 \text{ grad}) \approx \pm 6{,}1 \text{ V}.$$

Bei nur ± 0,5 Grad Änderung der Sperrschichttemperatur von T 1 errechnet man eine Verschiebung des Ausgangsruhepotentials um ± 6,1 V.
Der Arbeitspunkt des 3. Transistors liegt dann aber bereits außerhalb des Aussteuerbereiches, und der Verstärker ist nicht arbeitsfähig.
Der unstabilisierte Verstärker ist praktisch völlig unbrauchbar, da eine Stabilisierung der Sperrschichttemperatur auf wenige Zehntel Grad nicht sinnvoll und auch kaum möglich ist !

12.6.2.2. Arbeitspunktstabilisierung

180

A 43/2 : [15] Für eine Temperaturänderung von $\Delta \vartheta = \pm 35$ Grad soll die Ausgangsruhespannungsänderung $\Delta U_a = \pm 0{,}5$ V betragen.
Welche Driftverstärkung ist zu realisieren ?

L 43/2 :

$$|v_D| = \left|\frac{\Delta U_a}{\Delta U_{BE1}}\right| = \frac{0{,}5 \text{ mV}}{2{,}5 \text{ mV/Grad} \cdot 35 \text{ Grad}} = \underline{\underline{5{,}7}} .$$

Zur Realisierung dieser kleinen Driftverstärkung wird eine Gleichspannungs-Gegenkopplungsschleife nach dem im Abschnitt 12.6.1 angegebenen Prinzip eingeführt.
Sie besteht aus R_{E2}, R_K und C_E und führt vom Emitter des Transistors T 2 zur Basis des Transistors T 1 (siehe Bild 44/1).

Die Driftspannungsquelle ΔU_{BE1} ist gemäß Bild 48/1 des II. LB von der Basis- in die Emitterleitung übertragen worden.

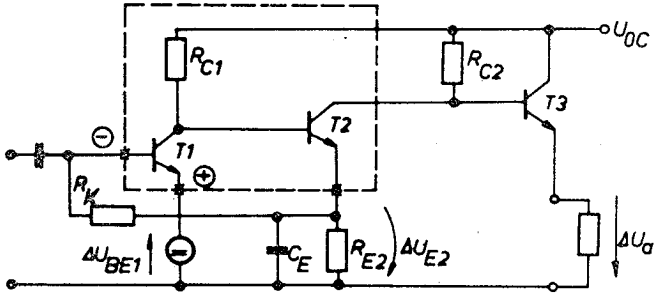


Bild 44/1 Verstärker mit Gegenkopplungsschleife zur Arbeitspunktstabilisierung

Die Diftverstärkung $v_D = \Delta U_a / \Delta U_{BE1}$ wird zweckmäßig in zwei Schritten berechnet (Aufgaben A 44/1 und A 45/1), und zwar sei

$$v_{D1} = \frac{\Delta U_{E2}}{\Delta U_{BE1}} \quad , \quad v_{D2} = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_{E2}} \quad \text{und} \quad v_D = v_{D1}\, v_{D2} \; .$$

A 44/1 : Zur Berechnung der Teildriftverstärkung v_{D1} wird der in Bild 44/1 gestrichelt umrandete Teilverstärker als Operationsverstärker aufgefaßt. Er hat laut Bild 44/1 als Eingänge die Basis B 1 und den Emitter E 1 und als Ausgang E 2.
Welcher ist der P- und welcher der N-Eingang ?
Zeichnen Sie für den Teilverstärker die analoge OV-Schaltung und vergleichen Sie sie mit dem Elektrometerverstärker nach Bild 22/1 des II. LB.
Geben Sie eine Näherung für v_{D1} an !

[60]

L 44/1 : Mit B 1 als Eingang arbeitet T 1 als Emitterschaltung (ES), T 2 mit E 2 als Ausgang arbeitet als Emitterfolder (EF). In der ES findet eine Phasenumkehr statt, deshalb ist B 1 der invertierende Eingang (N), gekennzeichnet durch ⊖. Mit E 1 als Eingang arbeitet T 1 als Basisschaltung, T 2 nach wie vor als EF. In der Basisschaltung findet keine Vorzeichenumkehr statt, deshalb ist E 1 der nichtinvertierende (P-) Eingang, Als Ersatzschaltung ergibt sich Bild 45/1.

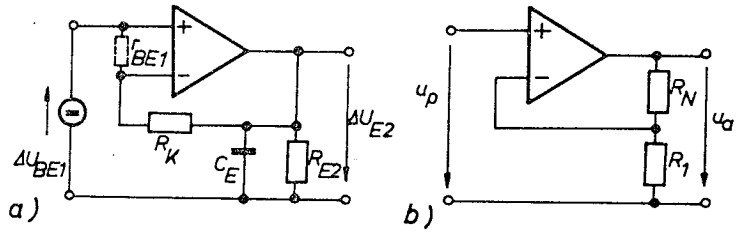


Bild 45/1 a) OV-Ersatzschaltung zu Bild 44/1
b) Standard-Elektrometerverstärker

Aus der Formel für die Verstärkung des Elektrometerverstärkers

$$v' = u_a/u_P \approx 1 + R_N/R_1$$

folgt mit $u_P = -\Delta U_{BE1}$, $u_a = \Delta U_{E2}$, $R_N = 0$, $R_1 = R_{E2}$

und für hinreichend kleines R_K, hinreichend großes r_{BE1} (s.u.) und hinreichen große Stufenverstärkung $v_1 \gg 1$

$$\boxed{v_{D1} = \Delta U_{E2}/\ \Delta U_{BE1} \approx -1} \quad .$$

Der Kondensator C_E ist für die Driftvorgänge mit $f \to 0$ wirkungslos, er verhindert aber im Bereich der Signalfrequenzen die dynamische Gegenkopplung durch u_{E2} .

A 45/1 : Geben Sie die Teildriftverstärkung $v_{D2} = \Delta U_a/\ \Delta U_{E2}$ und die Gesamtdriftverstärkung v_D für die Schaltung nach Bild 44/1 an !

[30]

L 45/1 : R_{C2} und R_{E2} werden in guter Näherung vom gleichen Gleichstrom durchflossen, so daß gemäß Abschnitt 7.1 des II. LB

$$\Delta U_{C2}\ /\ \Delta U_{E2} \approx -\ R_{C2}\ /\ R_{E2}$$

gilt.
Da für den EF T 3 $\Delta U_a \approx \Delta U_{C2}$ ist, wird $v_{D2} \approx -R_{C2}/R_{E2}$, so daß gilt

$$\boxed{v_D = v_{D1} \cdot v_{D2} \approx R_{C2}/\ R_{E2}} \ .$$

Zu den Bildern 44/1 und 45/1 a seien abschließend noch einige Dimensionierungsgesichtspunkte genannt :

(1.) der Eingangswiderstand des Verstärkers nach Bild 44/1 ist

$$r_e = r_{BE} \parallel R_K \quad .$$

Um r_e durch R_K nicht zu sehr herabzusetzen, wird praktisch $R_K \gg r_{BE}$ gewählt, z.B. $R_K = 5\ r_{BE} = 200\ k\Omega$.

(2.) Über R_K erfolgt nicht nur die Gleichspannungsgegenkopplung, sondern die Basisspannungszuführung für T 1 überhaupt. Daher ist für T 2 folgendes Emitterpotential erforderlich:

$$U_{E2} = U_{BEA1} + I_{B1}\ R_K = 0{,}8\ V \quad , \qquad \text{so daß gilt}$$

$$R_{E2} = U_{E2}/(I_{C2}+I_{B2}+I_{B1}) \approx U_{E2}/I_{C2} = 8\ k\Omega \text{ und}$$

$$v_D \approx R_{C2} / R_{E2} = 5 \quad .$$

Die eingangs erhobene Stabilitätsforderung ist offensichtlich ohne weiteres erfüllbar (vergl. Lösung L 43/2) !

(3.) Die volle Driftspannung ΔU_{E2} soll an den Eingang des Ersatz-Operationsverstärkers gelangen, ohne daß mit R_K eine wesentliche Spannungsteilung erfolgt.
Für die Driftspannungen am Eingang des OV in Bild 45/1 a

$$U_N = \Delta U_{B1} \qquad \text{und} \qquad U_P = \Delta U_{E1}$$

folgt mit dem Bild 44/1 .

$$\Delta U_{E2} \approx \Delta U_{C1} \approx v_1 (\Delta U_{B1} - \Delta U_{E1}),$$

sowie wegen des nur gering angenommenen Spannungsabfalles über R_K $\quad \Delta U_{B1} \approx \Delta U_{E2}$, so daß gilt

$$\Delta U_{E1} \approx \frac{v_1 - 1}{v_1} \Delta U_{B1} \quad \text{oder} \quad U_P = (1 - 1/v_1)\ U_N \ .$$

Das bedeutet, daß in Bild 45/1 a über r_{BE} nur eine sehr kleine Spannung liegt, r_{BE} wirkt von R_K aus gesehen dynamisch vergrößert (siehe Abschnitt 6.1 des II. LB) :

$$r'_{BE} \approx r_{BE1}/(1 - U_P/U_N) \approx v_1\ r_{BE1} \approx - 2{,}3\ M\Omega \ .$$

In der Reihenschaltung (r_{BE} + R_K) ist R_K tatsächlich zu vernachlässigen !

4. Durch R_{E2} werden U_{E2}, U_{B2} und U_{C1} um 0,8 V angehoben. Dadurch ändern sich die Werte nach Abschnitt 12.6.1. R_{C1} muß um ca. 7 % gesenkt werden ($R_{C1} \approx 106$ kΩ) und v_1 und damit v sinken um ca. 2 % . Diese Veränderungen sind unbedeutend !

12.6.2.3. Verstärkungsstabilisierung

90

Im Signalfrequenzbereich wird die Verstärkung v als Funktion der Temperatur, der Betriebsspannung und der Bauelementetoleranzen schwanken, bei größeren Aussteuerungen werden darüberhinaus nichtlineare Verzerrungen auftreten.
Es ist daher sinnvoll, auch eine für Signalfrequenzen wirksame Gegenkopplung vorzusehen. Diese wird in Übereinstimmung mit den Ausführungen des Abschnittes 12.6.1 zweckmäßigerweise als Schleife vom Emitterwiderstand des Ausgangsemitterfolgers zum Emitter von T 1 über die Widerstände R_N und R_{E1} realisiert.
Die Gesamtschaltung des Verstärkers mit einer Arbeitspunktstabilisierung und einer Signalgegenkopplung ist in Bild 47/1 dargestellt.

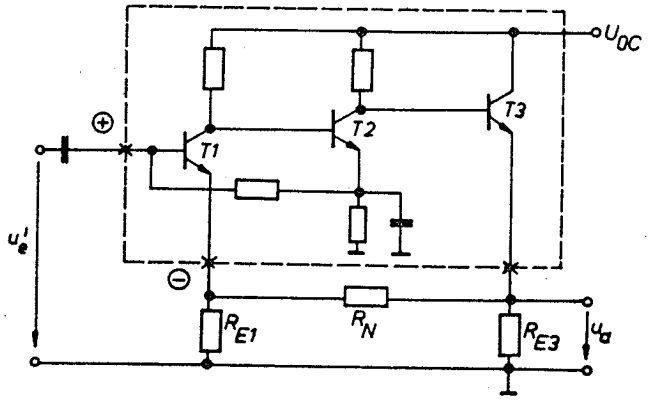


Bild 47/1 Verstärker mit Arbeitspunktstabilisierung und Gegenkopplung im Signalfrequenzbereich

A 48/1 : Zur Berechnung der Verstärkung $v' = u_a/u'_e$ wird der eigentliche, in Bild 47/1 gestrichelt umrandete, Verstärker als Operationsverstärker angesehen.
[30]
Ermitteln Sie den P- und den N- Eingang dieses OV und zeichnen Sie die sich aus Bild 47/1 ergebende OV-Schaltung! Geben Sie näherungeweise v'an !

L 48/1 : Von B 1 bis zum Ausgang erfolgt in T 1 und T 2 je eine Phasendrehung von 180°, daher ist die Basis von T 1 der P-Eingang. Von E 1 erfolgt bis E 3 nur eine Phasenumkehr, deshalb ist der Emitter von T 1 der N-Eingang.

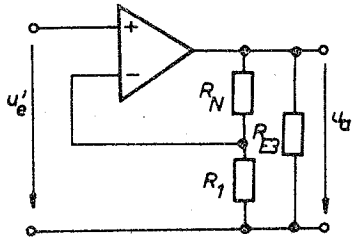


Bild 48/1
Ersatzschaltung zu dem Verstärker nach Bild 47/1

Als OV-Schaltung ergibt sich wieder der Elektrometerverstärker, so daß mit der Voraussetzung $v \gg v'$ gilt

$$v' = \frac{u_a}{u'_e} = 1 + \frac{R_N}{R_{E1}} \quad . \qquad (48/1)$$

Es soll z. B. gelten :

$v' = 200$ entsprechend $g \approx v/v' \approx 24$.

Dann ergibt sich mit Gl. (48/1) $R_N / R_{E1} \approx 200$.

Wählt man z. B. $R_N = 60\ k\Omega$ und $R_{E1} = 300$ Ohm, so stellt sich am Emitter von T 1 eine Spannung von

$$U_{E1} = (I_{C1} + I_{RN})\, R_{E1} \approx 0{,}057\ V$$

ein, deren Einfluß auf die im Abschnitt 12.6.2 berechneten Dimensionierungswerte zu vernachlässigen ist !

Ist der Emitterfolger T 3 nicht vorhanden, kann der Gegenkopplungswiderstand R_N auch am Kollektor von T 2 angeschlossen werden. Die OV-Schaltung nach Bild 48/1 verändert sich dabei nicht.

Bezüglich des Zusammenwirkens der beiden GK-Schleifen sei noch folgendes festgestellt.
Für das gewählte Beispiel beträgt die Gleichspannungsverstärkung des in Bild 47/1 umrandeten Verstärkers $v = v_D \approx 5$. Mit der Kopplung $k = -R_{E1}/R_N = -1/200$ beträgt die Schleifenverstärkung der 2. Schleife für Driftspannungen nur $k\,v = -1/40$.
Die Gleichspannungsgegenkopplung durch die 2. Schleife ist gegenüber der der 1. Schleife praktisch unbedeutend !

12.7. Operationsverstärker

12.7.1. Allgemeine Bemerkungen

45

Im Abschnitt 4.1 des I. LB wurden bereits die grundsätzlichen Eigenschaften der Operationsverstärker (OV) genannt. In diesem Abschnitt soll ihre technische Realisierung behandelt werden.
Die technischen OV enthalten am Eingang immer eine Differenzstufe (DV) mit einer Konstantstromquelle (Abschnitt 10.3.3, III. LB) zur Realisierung der beiden Eingänge (P-und N-Eingang) und zur Erzeugung einer großen Gleichtaktunterdrückung G.
Durch das DV-Prinzip und eventuell weitere Maßnahmen wird eine sehr gute Driftkompensation erreicht (vergl. Abschnitt 10.3.5, III. LB).
Nach einer Reihe weiterer Verstärkerstufen, die ebenfalls als DV ausgeführt sein können, folgt am Ausgang ein Emitterfolger oder ein anderer Leistungsverstärker, der den niedrigen Ausgangswiderstand erzeugt.
OV wurden früher vor allem in der Analogrechentechnik zur Durchführung der Rechenoperationen, in erster Linie als Addierer, Inverter und Integratoren (siehe Abschnitt 13., V. LB) eingesetzt. Daraus resultiert auch ihr Name.

Die folgende Tabelle zeigt an Hand des Volumens der OV die technische Entwicklung der letzten 20 Jahre.

Realisierung	mit Röhren	mit Transistoren	Hybrid-module	mono-lithisch
Volumen/cm^3	1000	200	10...20	0,5

Für die Zukunft sind aus Qualitäts- und Preisgründen vor allem monolithisch integrierte OV von Bedeutung.
Neben ihrer Verwendung in der Analogrechentechnik erlangen sie in der Schaltungstechnik, der Regelungstechnik und der Meßtechnik immer größere technische Bedeutung.
Für die verschiedenen Aufgaben werden OV mit unterschiedlichen Parametern benötigt. Hier kommt der weiteren internationalen Arbeitsteilung im Rahmen des RGW, wie sie für digitale Schaltkreise innerhalb des ESER bereits existiert, eine wichtige Rolle zu.

Bei besonderen Anforderungen ist es üblich, einen vorliegenden integrierten OV mit einer zusätzlichen DV-Eingangsstufe oder einer zusätzlichen Leistungsstufe zu beschalten.

Im folgenden sollen die Schaltungen von zwei OV näher untersucht werden. Es handelt sich um den recht einfachen 1 UT 401 und den bereits wesentlich komplizierteren A 109.

Die wichtigsten Daten dieser OV sind in nachfolgender Tabelle zusammengefaßt.

	1 UT 401	A 109		1 UT 401	A 109
Hersteller	UdSSR	DDR	$\lvert I_{e1}-I_{e2}\rvert$	0,6 µA	0,5 µA
v_{Diff}	2500	>15000	r_a	300 Ω	150 Ω
r_{Diff}	17 kΩ	>50 kΩ	U_{OC}	12,6 V	15 V
G	-	>65 dB	$\hat{U}_{a\ max}$	±7,5 V	±10 V bei R_L>2 kΩ
U_o	3 mV	<7,5 mV	$\Delta U_a/\Delta U_{OC}$	-	$2\cdot10^{-4}$
ΔU_o	20 µV/grad	-	$U_{Gl\ max}$	-	± 8 V
I_e	5 µA	<1,5 µA	P_{Batt}	-	< 0,2 W

12.7.2. Die Schaltung des 1 UT 401

Das Bild 51/1 zeigt das Schaltbild /10/, welches sich leicht in die gekennzeichneten 4 Einzelstufen zerlegen läßt. Die Widerstandswerte sind in /10/ nicht angegeben.

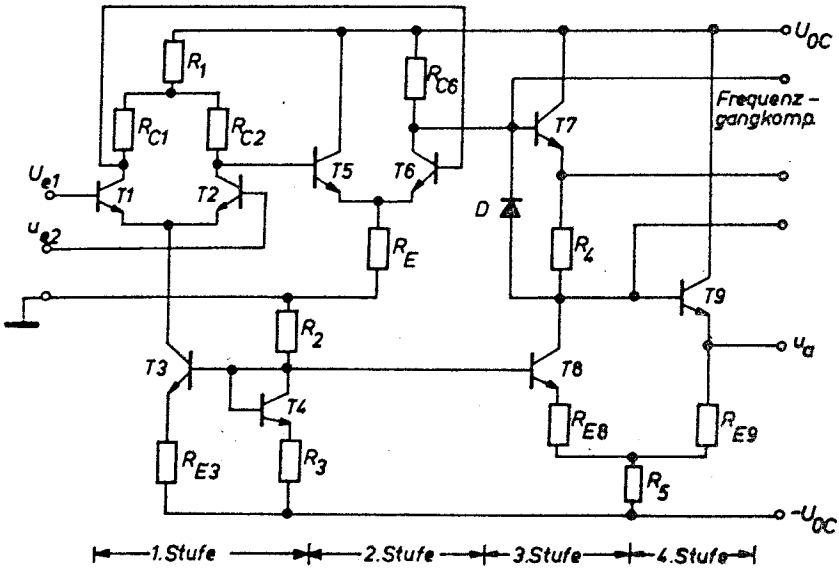


Bild 51/1 Schaltung des Operationsverstärkers 1 UT 401

Die 1. Stufe mit T 1 und T 2 ist ein Differenzverstärker. Durch symmetrischen Aufbau und die Konstantstromquelle T 3 wird eine hohe Gleichtaktunterdrückung G erreicht, die zur Driftkompensation und je nach Einsatz auch für andere Zwecke erforderlich ist. Der Spannungsteiler R_2, R_3 von T 3 ist durch den als Diode geschalteten Transistor T 4 temperaturstabilisiert (vergl. Abschnitt 7.3, II. LB).

/10/ Sowjetische integrierte Schaltkreise, monolithische Schaltkreise. Katalog des VEB Halbleiterwerk Frankfurt/O., Applikationsaußenstelle Leipzig, 1971.

Die benutzte Schaltung von T 4 als Diode mit Basis-Kollektorverbindung ist die gebräuchlichste, da der Transistor so im aktiven Gebiet (ohne Übersteuerung) arbeitet.
Der Widerstand R_1 ist durch die monolithische Technologie erklärbar. Aus $r_{Diff} = 17\ k\Omega$ folgt bei z. B. B = 50 nach der Gl. (37/4) III. LB $I_C = 2\ U_T\ B/r_{diff} \approx 0{,}25$ mA.
Für z. B. $U_{RC} = 6$ V würden bei diesem Strom Kollektorwiderstände $R_{C1} = R_{C2} = 24\ k\Omega$ erforderlich sein.
Große Widerstände sind in der monolithischen Technik auf Grund des hohen Flächenbedarfes jedoch nicht erwünscht.
Geht man nun mit der Verstärkung z. B. auf ein Drittel des Wertes zurück, den man mit $U_{RC} = 6$ V erreichen könnte und läßt 4 V über R_1 abfallen, dann benötigt man nur die Widerstände $R_{C1} = R_{C2} = R_1 = 8\ k\Omega$, insgesamt also nur den halben Flächenbedarf !
Durch die Verminderung von R_C verringert sich außerdem die dynamische Eingangskapazität des OV, und auch die ausgangsseitige Grenzfrequenz der 1. Stufe erhöht sich .

Der genannte Wert für B von nur 50 ist bei integrierten Transistoren real, da sie flächenmäßig kleiner als diskrete Transistoren ausgeführt werden, so daß ein relativ größerer Teil der Emitter-Basis-Sperrschicht uneffektives Randgebiet ist und die Stromverstärkung A um einige Prozent unter 1 liegt.
Bei digitalen Schaltkreisen geht man bis $B \approx 20$ ($A \approx 0{,}95$) herunter.

Die 2. Stufe mit T 5 und T 6 ist ebenfalls ein DV. Auf Grund der vorhergehenden Verstärkung sind die Anforderungen an die Gleichtaktunterdrückung geringer, so daß auf R_{C5} und eine Konstantstromquelle als $R_{E5,6}$ verzichtet werden kann (vergl, Abschnitt 10.3.6, III. LB).

Für die 3. und 4. Stufe sei zunächst $R_5 = 0$ angenommen. Dann ist T 8 eine ebenfalls vom Spannungsteiler R_2, R_3 versorgte Konstantstromquelle. Sie dient zusammen mit R_4 der Pegelabsenkung zwischen E 7 und B 9 um $I_{C8} \cdot R_4$, um für $U_{Diff} = 0$ auch $U_a = 0$ zu realisieren (vergl. Abschnitt 12.5.2).

T 7 arbeitet als Emitterfolger und wirkt als Trennstufe (Entlastung des R_{C6} vom Konstantstrom I_{C8}).
Der Emitterfolger T 9 schließlich dient zur Erzeugung eines geringen Ausgangswiderstandes.
Ist $R_5 \neq 0$, so liegt eine Rückkopplungsschleife vor, in der T 8 als Basisschaltung mit der Spannungsverstärkung >1 arbeitet.
Die Wirkungskette lautet

$$U_{C8}\uparrow \Rightarrow I_{C9}\uparrow \Rightarrow U_{R5}\uparrow \Rightarrow U_{E8}\uparrow \Rightarrow U_{BE8}\downarrow \Rightarrow U_{C8}\uparrow \quad .$$

Es liegt also Mitkopplung vor, durch die sich eine zusätzliche geringe Spannungsverstärkung an der Basis von T 9 erreichen läßt.
Aus den in /10/ angegebenen Applikationsbeispielen ist ersichtlich, daß der Anschluß B 7 für die Frequenzgangkompensation benutzt wird, in dem der Kollektorwiderstand R_{C6} durch eine parallelliegende, externe Reihenschaltung von R_{korr} und C_{korr} zum RCR-Kompensationsglied ergänzt wird (vergl. Abschnitt 12.1.3).

12.7.3. Die Schaltung des A 109

Die Schaltung des A 109 nach Bild 54/1 weist einige Besonderheiten auf, durch welche die Vorteile und Möglichkeiten der monolithischen Integration

- Übereinstimmung der Parameter der Transistoren,
- Temperaturgleichlauf und
- Herstellung von pnp-Lateral- und -Substrat-Transistoren

ausgeschöpft werden, um ihre Nachteile (Niederohmigkeit und großer positiver Temparaturkoeffizient der Widerstände) zu kompensieren. Auf diese, für integrierte Analogschaltungen wesentlichen Besonderheiten wird im folgenden vor allem eingegangen.
Die vom Hersteller angegebenen Widerstandswerte sind in Bild 54/1 enthalten, außerdem wurden zum besseren Verständnis näherungsweise einige Spannungs- und Stromwerte eingetragen.

12.7.3.1. Die Konstantstromquelle der 1. DV-Stufe

60

Die 1. Stufe ist ein Differenzverstärker mit den Transistoren T 1 und T 2, sowie den Arbeitswiderständen R_1 und R_2 .

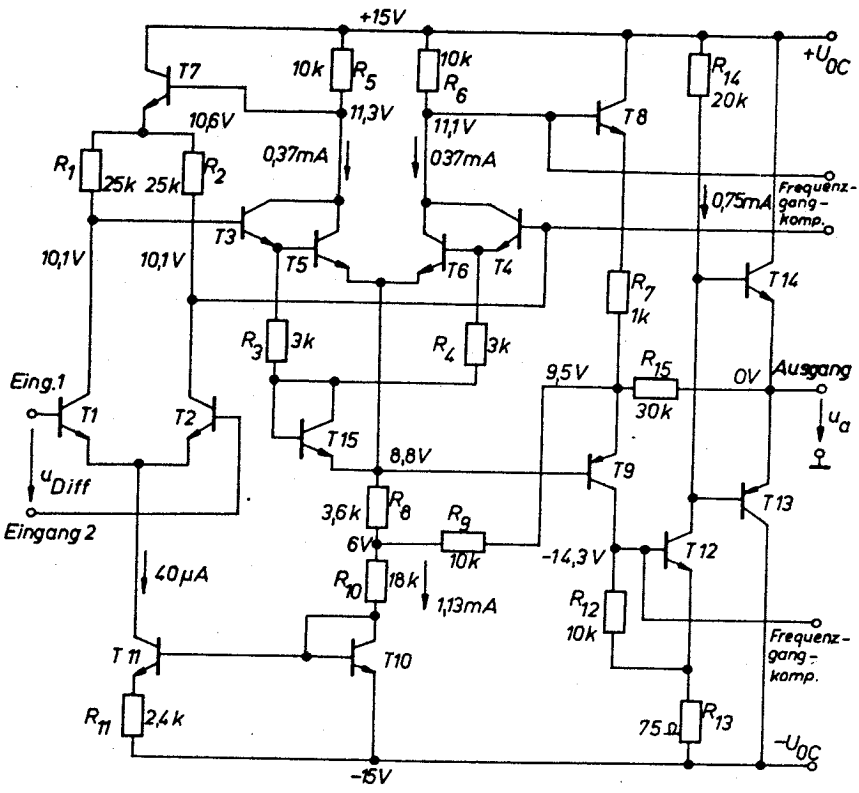


Bild 54/1 Schaltung des A 109

Die zugehörige Konstantstromquelle besteht aus den Transistoren T 10, T 11 und aus R_{11}. Sie liefert den Konstantstrom I_{C11}. Gemäß Gl. (19/1) des I. LB gilt

$$I_{E10} = I_{EBO} \exp(U_{BE10}/U_T) \quad \text{und} \quad I_{E11} = I_{EBO} \exp(U_{BE11}/U_T) .$$

Daraus folgt

$$U_{BE10}-U_{BE11} = U_T \ln I_{E10}/I_{E11} \approx U_T \ln I_{C10}/I_{C11} . \qquad (54/1)$$

Aus Bild 54/1 entnimmt man die Maschengleichung

$$U_{R11} = U_{BE10} - U_{BE11} = I_{R11}\, R_{11} \approx I_{C11}\, R_{11} \qquad (55/1)$$

I_{C10} kann in der Schaltung als gegeben angesehen werden. Durch Einsetzen von Gl. (54/1) in (55/1) folgt eine Gleichung für die Dimensionierung von R_{11}

$$R_{11} = \frac{U_T}{I_{C11}} \ln \frac{I_{C10}}{I_{C11}} \qquad (55/2)$$

Die Vorteile dieser Konstantstromquellen-Ausführung sind:

1. Vermeidung hochohmiger Widerstände auch bei sehr kleinen Konstantströmen,
2. die Schwankungen von I_{C10}, bedingt durch die Schwankungen der Betriebsspannungen, gehen nur logarithmisch ein,
2. der positive TK von R_{11} wird durch die Temperaturabhängigkeit von U_T teilweise kompensiert.

Ein Nachteil ist zweifellos, daß im Verhältnis zu Quellen mit hochohmigen Widerständen nur relativ geringe Ausgangswiderstände erzielt werden können.

12.7.3.2. Die zweite Stufe als Quasi-Differenzverstärker 150

Die 2. Stufe wird durch die Transistoren T 3 bis T 8 und T 15 gebildet. Eine vereinfachte Darstellung dieser Stufe ist in Bild 55/1 a gezeigt.

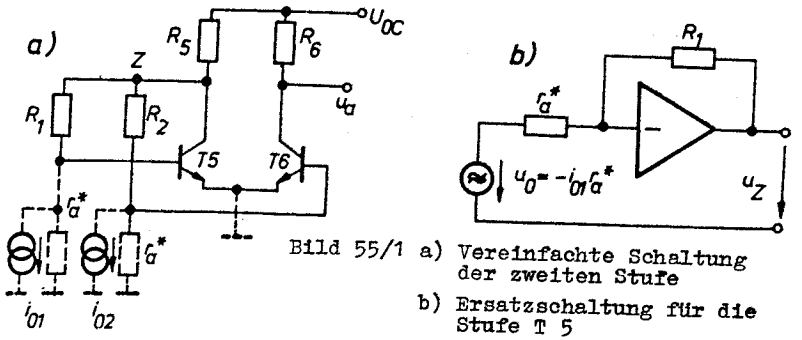


Bild 55/1 a) Vereinfachte Schaltung der zweiten Stufe
b) Ersatzschaltung für die Stufe T 5

Hierbei wurden

- die Darlingtonschaltungen (T 3 + T 5) und (T 4 + T 6) durch die Einzeltransistoren T 5 und T 6 dargestellt,
- die Temperaturkompensationsglieder T 15, R_3, R_4 weggelassen,
- T 7 mit R_5 bzw. T 8 mit R_6 durch R_5 bzw. R_6 allein ersetzt,
- die Transistoren der 1. DV-Stufe T 1 und T 2 als Stromquellen angedeutet, wobei gilt (vergl. Abschnitt 10.3.1, III. LB)

$$i_{01} = -i_{02} = -\, b_1 u_{Diff}/2r_{BE1} \quad , \quad r^*_{a1} = r^*_{a2} \approx 2\, r_{CE1}$$

(b_1, r_{BE1}, r_{CE1} Daten der Transistoren T 1 = T 2).

Wegen der Konstantstromquelle T 11 gilt

$$I_{C1} + I_{C2} = \text{konst} \quad , \quad i_{C1} = -\, i_{C2} \,. \qquad (56/1)$$

Nimmt man zunächst an, daß T 5 nicht existiert, dann wäre infolge Gl. (56/1) der Punkt Z im Bild 55/1 frei von Signalspannungen und über R_2 würde die verstärkte Eingangsspannung

$$u_{R2} = -\, i_{02}\,(R_2 \parallel r^*_{a2} \parallel r_{BE6}) \approx -\, i_{02} R_2 \qquad (56/2)$$

abfallen und T 6 ansteuern.

Die Näherung in Gl. (56/2) gilt recht gut wegen des kleinen Stromes I_{C2} ($r_{CE1} \gg R_2$) und weil T 6 tatsächlich aus einer Darlingtonschaltung (T 4 + T 6) besteht, die R_2 praktisch nicht belastet.

Nun soll T 5 berücksichtigt werden. Er stellt eine Emitterschaltung mit Spannungsgegenkopplung dar, wobei R_5 der Arbeitswiderstand und R_1 der Gegenkopplungswiderstand ist.

Rechnet man die Ersatzstromquelle von Bild 55/1 in die Ersatzspannungsquelle um, und führt für T 5 einen Ersatz-OV ein, dann entsteht die Standardschaltung des "invertierenden Verstärkers mit Gegenkopplung" nach Bild 55/1 b.

Nach der Gl. (16/3) des II. LB gilt für dessen Ausgangsspannung

$$u_Z \approx -R_1 u_0 / r^*_{a1} = i_{01}\, R_1 \,. \qquad (56/3)$$

Die Spannung $u_{R1} = -\, i_{01}\, R_1$, die ohne Gegenkopplung über R_1 abfällt, wird also durch T 5 invertiert an den Punkt Z übertragen. Ihr überlagert sich die Spannung u_{R2} nach Gl. (56/2), so daß ins-

gesamt an der Basis von T 6 wirksam wird

$$u_{B6} = u_Z + u_{R2} = u_{R2} - u_{R1} \quad . \qquad (57/1)$$

Das heißt, T 6 verstärkt tatsächlich die Differenzspannung der ersten Stufe .

Die Transistoren T 5 und T 6 führen also die Funktion einer zweiten DV-Stufe aus, die die Gleichtaktsignale der 1. DV-Stufe weiter unterdrückt. Das ist vor allem deshalb nötig, weil die 1. DV-Stufe

- wegen $U_{R1} = U_{R2} = 0{,}5$ V nur eine geringe Verstärkung besitzt (vergl. Aufgabe A 60/1) und
- wegen des geringen Ausgangswiderstandes der Konstantstromquelle T 11 nur eine geringe Gleichtaktunterdrückung aufweist.

Der Transistor T 5 bzw. die Darlingtonschaltung (T 3 + T 5) sorgen außerdem für eine symmetrische Belastung der Arbeitswiderstände der 1. DV-Stufe.

Die Darlingtonschaltungen (T 3 + T 5) und (T 4 + T 6) sind durch T 15 temperaturstabilisiert.

Neben den bekannten Vorteilen (hohe Stromverstärkung, großer Eingangswiderstand) weisen Darlingtonschaltungen den Nachteil der doppelten Driftspannung auf. Deshalb werden sie in der ersten DV-Stufe i. a. vermieden.

Die Drift kann durch einen zur Basis-Emitterstrecke des 2. Transistors parallelliegenden Widerstand vermindert werden, wenn dieser einen negativeren Temperaturkoeffizienten als die BE-Strecke des 2. Transistors hat. Dieser Widerstand müßte ferner für kleine Ströme einen großen Wert haben.

Bei der vorliegenden Temperaturstabilisierung wird die Tatsache ausgenutzt, daß die Driftspannung ΔU_{BE} und damit der negative TK der Basis-Emitterstrecke eines Transistors bei abnehmendem Strom zunimmt.

Da $I_{C15} \ll I_{C5}$, I_{C6} ist, bewirkt die positive Differenz $(\Delta U_{BE15} - \Delta U_{BE6})$, daß bei Temperaturerhöhung durch R_4, R_3 ein größerer, sog. "Ableitstrom", fließt, so daß I_{C5}, I_{C6} stabilisiert werden.

Die Berechnung erfolgt analog zur Konstantstromquelle von Abschnitt 12.7.3.1.
Der positive TK der unvermeidbaren Widerstände R_3 und R_4 verschlechtert die Stabilisierung etwas.

Im Gegensatz zu Bild 55/1 a werden in Bild 54/1 nur die Ströme $I_{C5} + I_{C3}$ über R_5 geführt, die Ströme $I_{C1} + I_{C2}$ getrennt über T 7. In der Gegenkopplungsschleife von T 5 arbeitet T 7 als Emitterfolger mit der Verstärkung "1" und beeinträchtigt die Wirkungsweise der Gegenkopplung nach Bild 55/1 b nicht.

12.7.3.3. Die Pegelverschiebung und die Ausgangsstufe mit pnp-Transistoren

90

Da die Darlingtonschaltungen in Gegenphase angesteuert werden, ist die Stromsumme $I_{C3} + I_{C4} + I_{C5} + I_{C6} = \text{konst}$ und somit auch $U_{E6} = U_{B9} = \text{konst}$.
Auch über R_9 wird praktisch kein Signalstrom fließen, da infolge der Gegenkopplung über R_{15} der Emitter von T 9 zur "virtuellen Erde" wird (siehe Gl. (15/2) des II. LB und Aufgabe A 61/1).
Die Ausgangsspannung der 2. Stufe steht somit am Kollektor von T 6 zur Verfügung und wird der Reihenschaltung T 8, R_7 und T 9 zugeführt.
T 8 ist ein Emitterfolger zur Entkopplung der Stufen, T 9 ist eine Verstärkerstufe in Basisschaltung.
In erster Linie dient der pnp-Transistor T 9 aber der Pegelverschiebung, indem die bei etwa + 10 V liegenden Ruhepotentiale der 1. und 2. Stufe durch T 9 zunächst weit ins Negative und dann durch T 12 auf Null geschoben werden.
Der Transistor T 12 arbeitet in Emitterschaltung und dient als Treiberstufe zur Ansteuerung der Komplementär-Gegentakt-B-Stufe T 13, T 14.
Da im Gegensatz zum AB-Verstärker (vergl. Abschnitt 11.3.2, III. LB) die Basen von T 13 und T 14 direkt verbunden sind, entsteht im Gebiet von etwa $-0{,}5\ \text{V} < U_{BE13,14} < +0{,}5\ \text{V}$ eine Totzone des Verstärkers. Durch die starke Gegenkopplung durch R_{15} wird

diese Totzone wesentlich reduziert und auch der Ausgangswiderstand verkleinert.

Aus ökonomischen Gründen müssen die pnp-Transistoren T 9 und T 13 ausschließlich durch Prozeßschritte der npn-Epitaxie-Planar-Standardtechnologie realisiert werden. Dafür gibt es zwei Möglichkeiten, den Lateraltransistor und den Vertikal- oder Substrat-Transistor. Beide pnp-Transistoren sind in Bild 59/1 zusammen mit einem Standard-npn-Transistor dargestellt.

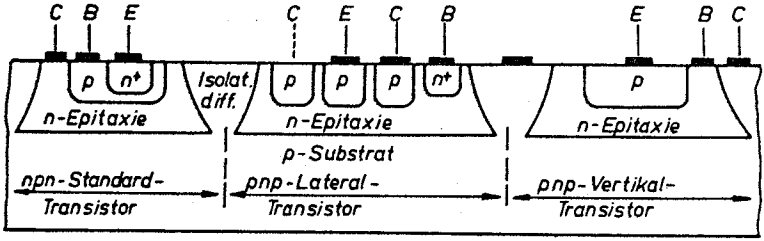


Bild 59/1 Standard-npn-Transistor, Lateral-pnp-Transistor und pnp-Substrat-Transistor auf einem Chip (Darstellung nicht maßstabsgerecht, sondern überhöht)

Beim Lateraltransistor liegt die pnp-Zonenfolge auf dem Chip nicht vertikal, sondern nebeneinander. Der Emitter ist über einen Basisring vom Kollektor umgeben. Die Basisweite wird nicht wie beim Vertikal-Transistor durch eine Differenz der Diffusionstiefen, sondern durch die Strichbreite der Fotolithografie bestimmt und ist damit wesentlich größer. Die Folge sind geringere Stromverstärkungen im Bereich um B = 1 ... 4, bzw. A = 0,5 ... 0,8 und auch schlechtere HF-Eigenschaften. Hierauf ist beim Schaltungsentwurf natürlich zu achten. Bei T 9 in Bild 54/1 geht z. B. die Stromverstärkung gar nicht ein (vergl. Abschnitt 12.7.3.4).

Beim Vertikaltransistor werden gegenüber dem npn-Transistor alle Anschlüsse eine Zone tiefer gelegt. Die Stromverstärkung ist merklich höher als beim Lateraltransistor. Er kann jedoch nur dann eingesetzt werden, wenn der Kollektor auf dem Substratpo-

tential, d. h. auf dem negativsten Potential der Schaltung liegt. Das trifft für T 13 in Bild 54/1 zu.

12.7.3.4. Berechnung der Verstärkung

150

A 60/1 : Berechnen Sie für die Schaltung nach Bild 54/1 die folgenden Einzelverstärkungen

90

$$v_1 = \frac{u_{B4}}{u_{Diff}}\ ,\ v_2 = \frac{u_{E8}}{u_{B4}}\ ,\ v_3 = \frac{u_{BE12}}{u_{E9}}\ ,\ v_4 = \frac{u_{C12}}{u_{BE12}}\ ,\ v_5 = \frac{u_a}{u_{C12}}\ .$$

Verwenden Sie dazu die eingezeichneten Widerstands-, Spannungs- und Stromwerte sowie die Näherung $U_T \approx 30$ mV. Die Stromverstärkung des Lateraltransistors T 9 sei $B_9 = b_9 = 1$, die Stromverstärkung aller übrigen Transistoren sei $B = b = 50$.

L 60/1 : $v_1 \approx 2v_{Diff} \approx U_{R2}/U_T \approx \underline{\underline{16{,}6}}$, da $r_{e\ Darlington} \gg R_2$.

$v_2 \approx -U_{R6}/U_T \approx \underline{\underline{-125}}$, da $r_{e\ Emitterfolger\ T\ 8} \gg R_6$.

Für v_3 kann $v = U_R/U_T$ nicht angewendet werden, da $r_{BE12} = U_T B_{12}/I_{C12} = 2\ k\Omega < R_{12}$. Es gilt

$$v_3 = \frac{b_9(r_{BE12} \parallel R_{12})}{r_{BE9}} = \frac{b_9\, r_{BE12}}{r_{BE9}} \cdot \frac{1}{1 + r_{BE12}/R_{12}}\ ,$$

$$= \frac{1}{1{,}2} \cdot \frac{b_9 U_T B_{12}/I_{C12}}{U_T B_9/I_{C9}} = \underline{\underline{4{,}5}}\ .$$

$v_4 \approx -U_{R14}/U_T \approx \underline{\underline{-500}}$, solange $r_{e\ EF\ T\ 13,\ T\ 14} \gg R_{14}$,

$v_5 \approx \underline{\underline{1}}$, da T 13, T 14 als Emitterfolger arbeiten .

A 61/1 : Ermitteln Sie den P- und den N-Eingang des A 109.

[60] Berechnen Sie die Verstärkung $v' = u_a/u_{E8}$ des durch R_{15} gegengekoppelten Teilverstärkers, indem Sie T 9 bis T 14 als OV und u_{E8} als Generatorspannung betrachten.

Wie groß ist der Gegenkopplungsgrad in dieser internen Schleife und wie groß ist die Gesamtverstärkung v_{Ges} des A 109 ?

L 61/1 : Von B 1 bis zum Ausgang erfolgen Phasenumkehrungen nur in den beiden Emitterschaltungen (T 4 + T 6) und T 12. Daher ist B 1 der P- und B 2 der N-Eingang.

Für die durch R_{15} rückgekoppelte OV-Teilschaltung T 9 bis T 14 ist E 9 der N- und B 9 der P-Eingang.

Als Ersatzschaltung der Gegenkopplungsschleife ergibt sich die Standardschaltung des " invertierenden Verstärkers mit Gegenkopplung" nach Bild 61/1.

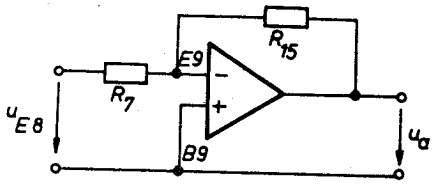


Bild 61/1 Ersatzschaltung des Teilverstärkers ab T 9

Mit der Beziehung (16/3) des II. LB gilt hier

$$v' = u_a/u_{E8} = - R_{15}/R_7 = \underline{- 30} \ .$$

Damit ergibt sich dann

$$g = v/v' = v_3 \, v_4 \, v_5 \, / \, v' \approx \underline{75} \ ,$$

$$v_{Ges} = v_1 \, v_2 \, v' \approx \underline{62\,000} \ .$$